

کنترل ولتاژ تزریقی DVR توسط کنترل کننده تطبیقی جدید دوگانه در جبران انواع خطاهای شبکه

محمد نبی پور^۱، دانشجوی دکتری؛ مرتضی رزاز^۲، دانشیار؛ سید قدرت الله سیف السادات^۳، دانشیار؛ سید سعید الله مرتضوی^۴، دانشیار

۱، ۲، ۳ و ۴- دانشکده مهندسی - دانشگاه شهید چمران اهواز - اهواز - ایران -

Email: m-nabipour@phdstu.scu.ac.ir, razaz_m@scu.ac.ir, Seifossadat@yahoo.com, mortazavi_s@scu.ac.ir

چکیده: در این مقاله، با استفاده از راهکاری جدید، دو کنترل کننده ولتاژ جدید دوگانه به منظور کنترل ولتاژ تزریقی DVR ارائه شده است. در مراحل اولیه کنترل، از اصول ارتقاء یافته منطق فازی نوع-۲، به منظور برآورد لحظه ای نامعینی ها بهره گرفته می شود. به این صورت، با به کارگیری این نوع منطق، اغتشاشات و پدیده های غیر خطی اعمال شده به سیستم مدل شده و جبران می گردند. علاوه بر این، ساختار خود منطق فازی با تغییر شرایط محیط تغییر کرده که از هزینه محاسباتی به شدت می کاهد. در فاز دوم، به منظور کاهش هر چه بیش تر هزینه محاسباتی سیستم، کنترل کننده جدیدی جایگزین کنترل کننده فازی می گردد. این کنترل کننده با استفاده از ترکیب خصوصیات کنترل ساختار - متغیر و کنترل خطی، علاوه بر شکل دهی به رفتار گذرا سیستم، عملکردی نرم و روان را به همراه خواهد داشت. از طرف دیگر، در شیوه جدید کنترل ارائه شده، جریان بار به عنوان جایگزین به منظور کنترل ولتاژ بار استفاده می گردد که کاهش فشار بر روی ابزارهای حفاظتی را در پی خواهد داشت. پایداری سیستم نیز توسط معیار لیاپانوف به منظور جبران انواع خطاهای متقارن و نامتقارن تأیید گردیده است. شبیه سازی های انجام شده نیز کاربردی بودن این نوع کنترل کننده با استفاده از این مسیر کنترلی را تصدیق می کنند.

واژه های کلیدی: کیفیت توان، بازیاب دینامیکی ولتاژ، کنترل مقاوم، کنترل تطبیقی، فازی نوع-۲.

Injected Voltage Control of the DVR using a New Hybrid Adaptive Controller in Compensating Network Faults

M. Nabipour¹, PhD Student; M. Razzaz², Associate Professor; S.G. Seifossadat³, Associate Professor; S.S. Mortazavi⁴, Associate Professor

1- Faculty of Engineering, Shahid Chamran University of Ahvaz, Ahvaz, Iran, Email: m-nabipour@phdstu.scu.ac.ir

2- Faculty of Engineering, Shahid Chamran University of Ahvaz, Ahvaz, Iran, Email: razaz_m@scu.ac.ir

3- Faculty of Engineering, Shahid Chamran University of Ahvaz, Ahvaz, Iran, Email: seifossadat@yahoo.com

4- Faculty of Engineering, Shahid Chamran University of Ahvaz, Ahvaz, Iran, Email: mortazavi_s@scu.ac.ir

Abstract: In this paper, two new hybrid controllers and a new control approach are presented to control the injected voltage of the DVR. In the initial control stages, the improved fuzzy type-2 principles are used to estimate the nonlinearities online. Thus, using this type of controller, the applied disturbances and the nonlinearities are modeled and compensated. Moreover, the fuzzy type-2 controller is designed in a manner so that it adapts its structure to the environments conditions which decreases the calculation burden. In the second phase, to decrease the calculation burden furthermore, a new controller replaces the fuzzy controller. This controller, by combining principles of variable structure control with conventional linear control, apart from shaping the system dynamics, will result in a soft and smooth operation. Moreover, in the new approach, the load current is used to control the load voltage, leading to reduction of burden on protective devices. The system stability is also confirmed using lyapunov's stability criterion in compensating all symmetrical and unsymmetrical faults. Simulation results confirm the applicability of this controller using this approach.

Keywords: Power quality, dynamic voltage restorer, robust control, adaptive control, fuzzy type-2.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۴/۰۱/۲۴

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۴/۰۳/۱۰، ۱۳۹۴/۰۴/۱۹، ۱۳۹۴/۰۵/۰۴ و ۱۳۹۴/۰۵/۱۴

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۴/۰۸/۲۰

نام نویسنده مسئول: مرتضی رزاز

نشانی نویسنده مسئول: ایران - اهواز - بلوار گلستان - دانشگاه شهید چمران - دانشکده مهندسی - گروه مهندسی برق.

۱- مقدمه

در صنعت امروز، به دلیل استفاده روزافزون از ادوات الکترونیک قدرت و حساسیت این ادوات به کیفیت توان دریافتی، مقوله کیفیت توان موردتوجه بسیاری از محققین قرار گرفته است. به این منظور، ادوات مختلفی به جهت حفظ و یا بهبود کیفیت توان استفاده گردیده‌اند. وظیفه اصلی این ادوات، کاهش یا حذف اثرات خطاهایی که بیشترین تأثیر را بر شبکه می‌گذارند مانند افت^۱ یا اضافه ولتاژ^۲ است [۱]. درواقع، بر اساس استاندارد IEEE، افت ولتاژ منشأ تقریباً ۹۰ درصد مشکلات کیفیت توان است [۲]. این مشکل کیفیت توان به صورت کاهش اندازه ولتاژ ۰/۱ تا ۰/۹ ولتاژ نامی تعریف می‌شود [۳]. منشأ این پدیده‌ها را می‌توان خطاهای اتفاق افتاده در شبکه‌های بالادست، شروع به کار ادوات الکترومغناطیسی بزرگ مانند موتورهای و ترانسفورماتورهای توان بالا و تغییرات ناگهانی بار نام برد [۴].

از بین ادوات مختلف، بازیاب دینامیکی ولتاژ^۳، بیشترین تمرکز را بر حفظ کیفیت توان با توجه به ولتاژ بار حساس دارد [۵]. این دستگاه، با تولید ولتاژ مناسب، اثر اغتشاشات کیفیت توانی را کاسته و ولتاژ بار را در حد مطلوب حفظ می‌کند. کنترل کننده ولتاژ DVR مسئول تنظیم این ولتاژ تزریقی است. این سری کنترل کننده‌ها در صنعت معمولاً کنترل کننده‌های ساده خطی هستند.

ساختار ساده و پیاده‌سازی آسان را می‌توان از خصوصیات این کنترل کننده‌ها برشمرد. عملکرد بسیار مناسب این کنترل کننده‌ها در صورتی که رفتار گذرا سیستم تغییر نکند، منجر به چیره شدن این سری کنترل کننده‌ها بر بازار کنترل کننده‌های صنعتی شده است.

متأسفانه در عمل، عملکرد DVR تحت تأثیر اغتشاشات مانند خطاهای نامتعادل شبکه، تغییر مؤلفه‌های غیر قابل پیش‌بینی و رفتار گذرای مدل نشده و غیرخطی قرار می‌گیرد. در این شرایط، کنترل کننده‌های کلاسیک قادر به کنترل مناسب ولتاژ نبوده و از عملکرد مناسب فاصله می‌گیرند [۶-۸].

در سال‌های اخیر، کنترل کننده‌های متعددی به منظور غلبه بر این رفتار گذرای غیرخطی و مدل نشده و تغییرات نقطه کار ارائه شده‌اند. کنترل کننده‌هایی مانند فازی [۹]، ژنتیک [۱۰]، مقاوم [۱۱]، پیش‌بین [۱۲] و ... از جمله این کنترل کننده‌ها هستند. از بین روش‌های مذکور، کنترل فازی با توجه به توانایی در کنترل سامانه‌هایی با رفتار گذرای متغیر و ناشناخته موردتوجه بسیاری از محققین قرار گرفته است [۱۳-۱۵]. کنترل ولتاژ تزریقی توسط DVR به کمک این نوع کنترل کننده‌ها نیز توسط چندی از محققین موردتوجه قرار گرفته است [۱۶، ۹].

در تمامی مطالعات صورت گرفته در کارهای ارائه شده بر روی DVR، تمرکز اصلی بر استفاده از نوع اول کنترل فازی بوده است. از طرف دیگر، نیاز به دانش طراحی کافی، تفسیر متفاوت مؤلفه‌های زبانی توسط خبره‌های متفاوت، نتیجه‌گیری‌های مختلف برای یک قانون و ناتوانی در مدیریت نامعینی‌های موجود در قوانین را می‌توان از عیوب

این روش برشمرد [۱۷]. دلایل مذکور، عملکرد این نوع کنترل را در شرایطی که نامعینی وجود دارد دچار محدودیت می‌کند [۱۸، ۱۹]. به منظور رفع این عیوب، پروفیسور زاده با بهبود این روش، منطق فازی نوع-۲ را ارائه داد. با رفع عیوب منطق فازی نوع-۱، منطق فازی نوع-۲، در شرایط حضور نامعینی‌ها که تعیین توابع عضویت منحصر به فرد کار دشواری است، عملکرد بهتری از خود به نمایش خواهد گذاشت [۱۸، ۱۹].

به این منظور کنترل فازی نوع-۲ (T2FLC)، در زمینه‌های گوناگونی موردتوجه قرار گرفت. جدا از مزایای مذکور، هزینه محاسباتی بالا را می‌توان از عیوب اصلی این روش کنترلی برشمرد. این عیب در مواجهه با سامانه‌هایی با قوانین متعدد و توابع عضویت زیاد، شدت بیش‌تری می‌یابد [۲۰].

همان‌طور که ذکر شد، تاکنون تحقیق قابل استنادی در رابطه با استفاده از منطق فازی نوع-۲ در جبران خطاهای ولتاژ و بهبود کیفیت توان صورت نگرفته است. لذا، به جهت رفع عیوب مذکور، به منظور جبران خطاهای ولتاژ توسط DVR، در این مقاله روش کنترلی دوگانه نوینی ارائه گردیده است. این روش، در مرحله اول متشکل از ترکیب اصول فازی نوع-۲ و معیار لیاپانوف است. مرحله دوم نیز شامل کنترل کننده‌ای خطی-ساختار-متغیر است. ایده اصلی این مقاله، طراحی یک کنترل کننده مقاوم، پایدار و تطبیقی با هزینه محاسباتی نسبتاً پایین بوده که بایستی قادر به کنترل ولتاژ بار حساس باوجود کلیه نامعینی‌ها از جمله تغییر پارامتر و انواع خطاهای نامتقارن باشد.

به منظور نیل به اهداف کنترلی مذکور، در مرحله اول، نامعینی‌ها بایستی به صورت لحظه‌ای تخمین زده شوند. با تأیید صحت تخمین نامعینی‌ها و اغتشاشات در کنترل کننده نوین ارائه شده بر اساس مؤلفه‌های اضافه شده به معادلات رفتار گذرا و معیار لیاپانوف، ورودی کنترلی مناسب، با استفاده از ترکیب منطق فازی نوع-۲ و مؤلفه‌های لیاپانوف به سیستم اعمال می‌گردد. از جمله این مؤلفه‌ها می‌توان به موقعیت مرکز توابع عضویت خروجی نیز اشاره کرد. برای استفاده از مؤلفه‌های اضافه شده، این توابع بر اساس عوامل غیرخطی موجود تغییر کرده و خود را با شرایط محیط تطبیق می‌دهند. بنابراین با حداقل توابع عضویت موجود، هدف‌های کنترلی برآورده شده که از هزینه محاسباتی سیستم و تعداد قوانین نیز کاسته می‌شود.

باوجود این کاهش در هزینه محاسباتی، کنترل کننده فازی تطبیقی نوع-۲، هنوز هم هزینه محاسباتی شایان توجهی را به سیستم تحمیل می‌کند. به این منظور، بایستی کنترل کننده مذکور، در مرحله دوم عملکرد یا حالات دائمی کار، با یک کنترل کننده ساده‌تر جایگزین گردد. کنترل کننده جایگزین نیز کنترل کننده جدیدی بوده که بر اساس ترکیب اصول کنترل ساختار - متغیر و اصول کنترل خطی، طراحی شده است. درنتیجه، این کنترل کننده خصوصیات روش‌های ساختار-متغیر از جمله مقاوم بودن و عدم حساسیت به مؤلفه و خصوصیات روش‌های خطی از جمله سادگی و رفتار گذرای نرم و روان را دارا است.

با احتساب موارد فوق، هدف اصلی کنترل کننده بایستی تولید و اعمال ورودی مناسب کنترلی $u_i (i=1, \dots, n)$ باشد. در صورت اعمال این ورودی، خطاهای متغیرهای حالت به صفر میل کرده و خروجی هر سیستم مقدار مینا را دنبال خواهد کرد.

به منظور بررسی عملکرد کنترلی روش ارائه شده، ابتدا شرایط ایده آل کنترلی مطرح می شود، سپس بر اساس این شرایط، قوانین کنترلی به منظور عمل در شرایط واقعی ارائه خواهند گشت. در شرایط ایده آل فرض بر این است که اغتشاشات، نامعینی ها و ارتباط بین سامانه های مختلف وجود ندارد که $P_i=0$ را نتیجه خواهد داد. علاوه بر این، در این شرایط، سیستم ساده تر بوده و در نتیجه A_i نیز معلوم فرض می شود. بر اساس فرضیات فوق، قانون کنترلی زیر به منظور هدایت سیستم کافی است:

$$u_i = \frac{1}{b_i} (v_i - A_i(\bar{x}_i)) \quad (5)$$

که در این قانون:

$$v_i = y_i^{*(m_i)} + k_{i,m_i} e_i^{(m_i-1)} + \dots + k_{i,1} e_i \quad (6)$$

$$e_i^{(m_i)} + k_{i,m_i} e_i^{(m_i-1)} + \dots + k_{i,1} e_i = 0 \quad (7)$$

در رابطه (۶)، e_i ، خطای متغیر حالت بوده که به صورت $e_i = x_i - x_i^*$ تعریف می گردد. ضرایب $k_{i,1}, k_{i,2}, \dots, k_{i,m_i}$ نیز ضرایبی بوده که توسط طراح تعیین می شوند. رابطه (۷)، حاصل جایگذاری روابط (۵ و ۶) در (۱) است. ضرایب چندجمله ای (۷) باید به گونه ای انتخاب شوند که چندجمله ای های مذکور هرویتز باشند.

با توجه به معادلات فوق، مخصوصاً (۷)، می توان میل نمایی خطاها به سمت صفر را نتیجه گرفت؛ با این وجود، پیاده سازی عملی ورودی کنترلی فوق امکان پذیر نیست. زیرا علاوه بر این نکته، معمولاً توابع غیرخطی متغیرها A_i معلوم نیستند، اغتشاشات و نامعینی های نیز وجود خواهد داشت، لذا P_i نیز قابل صرف نظر نیست. یک سیستم کنترلی که قادر به تخمین مدل واقعی سیستم باشد، مشکل فوق را برطرف خواهد کرد. بر این اساس، در این مقاله، کنترل کننده تطبیقی جدیدی ارائه شده که از اصول بهبود یافته منطق فازی و ترکیب کنترل خطی و ساختار - متغیر بهره خواهد برد. بر پایه این اصول و بر اساس متغیرهای حالت سیستم، روابط غیرخطی درون سامانه ای و بین سامانه ای تخمین زده می شوند. علاوه بر این، به منظور جبران خطای ساخت، اندازه گیری، نویز و پدیده های غیرخطی، مؤلفه هایی به این کنترل کننده غیرخطی اضافه گردیده است. وجود این مؤلفه ها پایداری سیستم را در قبال هر نوع خطای مدل سازی، اغتشاش و نامعینی تضمین می کند.

۳- طراحی سیستم فازی

در این بخش، اصول کلی روش کنترلی فازی نوع-۲، به منظور درک بهتر ساختار کنترل کننده دوگانه ارائه شده است [۲۰، ۱۹]. شکل ۱، نمایش دهنده ساختار سیستم کنترلی فازی نوع-۲^۵ است. همان طور که

در این مقاله، در بخش ۲، مسئله مورد نظر بررسی و تشریح می گردد. سپس، در بخش ۳ کلیات مربوط به منطق فازی نوع-۲ ارائه شده و پس از آن در بخش ۴، کنترل کننده ثانویه نوین ارائه شده معرفی می گردد. بخش ۵ شامل جزئیات مربوط به منطق فازی ارائه شده و سیستم کلی دوگانه و مبحث پایداری مربوط به آن است. تطبیق معادلات فازی ارائه شده به همراه نتایج شبیه سازی ها در بخش ۶ ارائه گردیده است. در این بخش، توانایی جبران انواع خطاها توسط DVR و مقایسه عملکرد کنترل کننده های ارائه شده، چه به صورت تنها و چه به صورت یکپارچه ارائه گردیده است.

۲- بیان مسئله

با تعریف مدل رفتار گذرا سیستم برحسب جریان بار، مشاهده می شود که این مدل رفتار گذرا، توسط معادلاتی غیرخطی با ارتباطاتی بین سامانه های مختلف تعریف می شود. این ارتباطات درواقع نوعی کلی از معادلات را تشریح می کنند که شامل n سیستم غیرمستقل مختلف با معادلات حاکم به صورت زیر است:

$$\begin{aligned} \dot{x}_i^{m_i} &= A_i(\bar{x}_i) + b_i u_i + P_i(\bar{x}_i, x_i^{m_i}) \\ y_i &= x_i \end{aligned} \quad i=1, \dots, n \quad (1)$$

در این سری معادلات، $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$ تمامی متغیرهای حالت و $\bar{x}_i = [x_i, \dot{x}_i, \dots, x_i^{(m_i-1)}]^T$ مراتب مختلف مشتق یک متغیر حالت خاص بوده که مشتق مرتبه m_i مربوط به متغیرها در عبارات فوق با $x_i^{(m_i)}$ نشان داده می شود. متغیرهای حالت سیستم به همراه مشتقاتشان، ماتریس خروجی کنترل کننده و ماتریس خروجی سیستم نیز به ترتیب به صورت زیر نمایش داده می شوند:

$$\bar{x} = [\bar{x}_1^T, \bar{x}_2^T, \dots, \bar{x}_n^T]^T \quad (2)$$

$$u = [u_1, u_2, \dots, u_n]^T \quad (3)$$

$$y = [y_1, y_2, \dots, y_n]^T \quad (4)$$

در معادله (۱)، عبارت A_i مبین توابعی برحسب متغیر حالت i ام بوده که درواقع، ناشناخته و پیوسته فرض می شوند. ذکر $\bar{x}_i = [x_i, \dot{x}_i, \dots, x_i^{(m_i-1)}]^T$ به عنوان ورودی تابع $A_i(\bar{x}_i)$ ، بیانگر این نکته است که این تابع، متشکل از کلیه مراتب مشتق متغیر حالت x_i است. b_i نیز ثابتی است که بر اساس مؤلفه های سیستم تعیین می گردد. نامعینی ها، اغتشاشات وارده به سیستم و ارتباط بین سامانه ها و متغیرهای مختلف محدود فرض شده و با $P_i(\bar{x}_i, x_i^{m_i})$ نمایش داده می شود. عبارت $(\bar{x}_i, x_i^{m_i})$ که به عنوان ورودی تابع $P_i(\bar{x}_i, x_i^{m_i})$ استفاده شده، مبین این حقیقت است که این تابع، متشکل از «کلیه متغیرهای حالت» به همراه مراتب مختلف مشتقاتشان است. برخلاف تابع $A_i(\bar{x}_i)$ ، اندیس i برای ورودی این تابع نبایستی مورد استفاده قرار گیرد. زیرا در صورت استفاده، از اثر سایر متغیرهای حالت بر متغیر i ام، صرف نظر می گردد

بوده که تابع عضویت نوع-۲ را ساخته و توسط یک مقدار میانگین m_j و یک انحراف استاندارد σ_j به صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$\bar{\mu}_{Fi}(x_i) = \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{x_i - m_i}{\sigma_j}\right)^2\right] \quad (8)$$

$$\underline{\mu}_{Fi}(x_i) = K_{\mu} \bar{\mu}_{Fi}(x_i) \quad (9)$$

K_{μ} ثابتی کوچک‌تر از یک بوده که توسط طراح تعیین می‌شود. طبق شکل ۲ مشخص است که در T2FLC، درجه عضویت یک متغیر حقیقی خاص، دیگر یک عدد حقیقی خاص نخواهد بود، بلکه بازه‌ای بین مرز بالایی و پایینی FOU است. این بازه را به اصطلاح بازه آتش گفته که به صورت $[\underline{f}^i, \bar{f}^i]$ نشان می‌دهند. علاوه بر این، تمامی مقادیر بین $[\underline{f}^i, \bar{f}^i]$ درجه عضویت ثانویه‌ای مخصوص به خود داشته که درواقع، تابع عضویتی سه‌بعدی را برای مجموعه‌ای از متغیرها می‌سازد. حال، اگر بعد سوم این درجات عضویت، مقدار «۱» را به خود اختصاص دهد، این مجموعه فازی را به اصطلاح، نوع بازه‌ای^{۱۱} گویند.

بر اساس شکل ۱ می‌توان نتیجه گرفت که خروجی موتور استنتاج که درواقع مجموعه فازی نوع - ۲ است، از ترکیب قوانین و مجموعه‌های ورودی فازی نوع - ۲ بر اساس ورودی حقیقی به دست می‌آید. بر این اساس، بازه‌های آتش مربوط به قوانین مختلف، $[\underline{f}^i, \bar{f}^i]$ ، به عنوان مثال، قانون i ام محاسبه می‌شوند. این بازه‌های آتش مربوطه، سپس به مجموعه‌های خروجی مربوطه که y_i است اعمال می‌شوند. در نتیجه، بازه‌های آتش این قوانین، مجموعه‌های بازه‌ای بوده که توسط مرزهای جانبی آن‌ها تعریف می‌گردند. این بازه‌ها را می‌شود به صورت زیر فرمول‌بندی کرد:

$$\bar{f}^i = \bar{\mu}_{F_1^i}(x_1) \times \bar{\mu}_{F_2^i}(x_2) \times \dots \times \bar{\mu}_{F_n^i}(x_n) \quad (10)$$

$$\underline{f}^i = \underline{\mu}_{F_1^i}(x_1) \times \underline{\mu}_{F_2^i}(x_2) \times \dots \times \underline{\mu}_{F_n^i}(x_n) \quad (11)$$

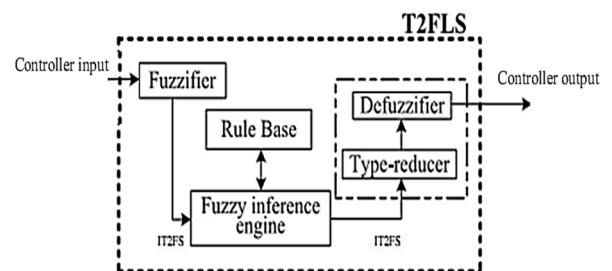
که $\bar{\mu}_{F_j^i}$ و $\underline{\mu}_{F_j^i}$ درجه‌های عضویت ورودی حقیقی x_j بر اساس توابع عضویت فوقانی و تحتانی محاسبه شده بر مبنای قانون i ام است. برای حالتی که مجموعه‌های خروجی از نوع بازه‌ای نوع اول بوده و مجموعه‌های ورودی، از نوع بازه‌ای نوع - ۲ باشند، y نیز بین دو مقدار حدی چپ y_l و راست y_r خود قرار خواهد گرفت.

$$y = \frac{y_l + y_r}{2} \quad (12)$$

بازه‌ای بودن خروجی محاسبه را ساده می‌کند. بنابراین می‌توان تنها با محاسبه نقاط جانبی خروجی، y_l و y_r مقدار خروجی حقیقی را به دست آورد. به منظور سادگی کار، می‌توان به جای استفاده از توابع عضویت C_i برای خروجی قانون i ام، از مقدار متوسط این تابع که با θ^i نشان داده خواهد شد استفاده نمود [۲۱-۱۹]. از طرف دیگر، بر اساس روابط (۸ و ۹)، به ازای هر قانون، دو درجه عضویت فوقانی $\bar{f}^i$ و تحتانی $\underline{f}^i$ به ازای هر θ^i خواهیم داشت. مرحله بعد در مسیر به دست آوردن خروجی، به دست آوردن یک θ^i خاص است. به ازای این θ^k ، شکل یک قانون به صورت زیر خواهد بود:

در شکل ۱ نشان داده شده شکل ساختاری سیستم منطق فازی نوع-۲ T2FLC تقریباً مشابه شکل ساختاری نوع کلاسیک این کنترل‌کننده است.

تفاوت‌هایی نیز وجود دارد، مانند اینکه حداقل یکی از مجموعه‌ها باید از نوع-۲ بوده و علاوه بر این خروجی موتور استنتاج، با توجه به طبیعت فازی‌اش، با نوع کلاسیک متفاوت است. این تفاوت باعث شده که یک واسط بنام کاهنده نوع^۱ عهده‌دار این تبدیل نوع-۲ به اول گردد. پس‌ازاین، همانند نوع اول، خروجی این قسمت، از یک روال فازی‌زدایی^۷ رد شده تا مقدار عددی خروجی به دست آید. به منظور ساده‌سازی پیاده‌سازی و کاهش هزینه محاسباتی کنترل‌کننده، اولین قدمی که بایستی صورت گیرد، استفاده از نوع بازه‌ای مجموعه فازی نوع-۲ T2FS^۸ است.

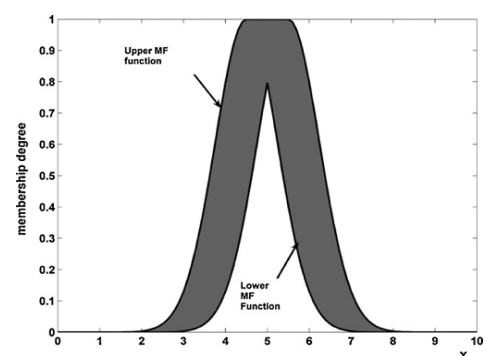


شکل ۱: شکل ساختاری T2FLC

در این نوع منطق، با فرض M قانون مجزا برای یک سیستم، یک خروجی و n ورودی متفاوت، قانون i ام را می‌توان به صورت زیر تعریف کرد:

$$R^i: \text{if } x_1 \text{ is } F_1^i \text{ and } x_2 \text{ is } F_2^i \dots \text{and } x_n \text{ is } F_n^i \text{ then } y^i = C^i \quad i=1, \dots, M$$

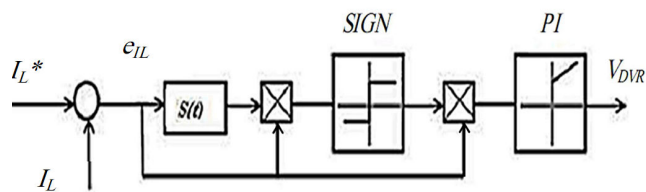
که $F_1^i, F_2^i, \dots, F_n^i$ مؤلفه‌های پیشین^۹ مدل شده توسط توابع عضویت فازی نوع-۲ هستند. y^i نیز خروجی قانون i ام و C^i نیز تابع عضویت مربوطه است. یک مجموعه فازی که به وسیله تابع گاوسی مدل شده برای مدل کردن این مؤلفه‌ها به کار می‌رود که در شکل ۲ نشان داده شده است.



شکل ۲: توابع عضویت T2FLC [۲۱]

طبق شکل ۲، برای هر تابع عضویت، یک ردپای نامعینی^{۱۰} تعریف می‌شود. درواقع این FOU فاصله بین مرز بالایی $\bar{\mu}_{Fi}(x_i)$ و پایینی تابع عضویت $\underline{\mu}_{Fi}(x_i)$ است. $\bar{\mu}$ و $\underline{\mu}$ نیز هرکدام تابع عضویت نوع ۱

به این صورت، خصوصیات کاربردی هر دو نوع کنترل کننده حفظ می گردد. ساختار روش پیشنهادی در شکل ۳ ارائه شده است.



شکل ۳: شکل ساختاری کنترل کننده دوم

در شکل ۳، I_L^* جریان بار مطلوب و I_L مقدار لحظه ای این جریان، اندازه گیری شده توسط حسگر در قاب دوار $dq0$ است. تفاضل این دو عبارت، خطای جریان بوده که با e_{IL} نشان داده می شود؛ و $S(t)$ نشان داده شده در شکل ۳ نیز، ترکیبی از خطای جریان و مشتق این عبارت بوده که به عنوان سطح لغزش در نظر گرفته می شود. V_{DVR} که در خروجی کنترل کننده PI وجود دارد، سیگنالی است که به عنوان مقدار ولتاژ مناسب تولیدی DVR، به سیستم اینورتر تغذیه می شود. بر اساس شکل ۳، تابع تبدیل این کنترل کننده پیشنهادی به صورت زیر خواهد بود:

$$V_{DVR} = \left(K_P + \frac{K_I}{S} \right) (e_{IL} \times \text{sgn}(e_{IL} S)) \quad (20)$$

که در رابطه (۲۰)، K_I و K_P ضرایب کنترل کننده خطی بوده و:

$$e_{IL} = I_L^* - I_L \quad (21)$$

$$S = e_{IL} + K_S \frac{de_{IL}}{dt} \quad (22)$$

در رابطه (۲۱ و ۲۲) K_S ثابت مشتق گیری برای سطح لغزش است. در نتیجه، با جایگذاری (۲۱، ۲۲) در (۲۰)، معادله (۲۳) حاصل خواهد شد:

$$V_{DVR} = \left(K_P + \frac{K_I}{S} \right) \left(e_{IL} \times \text{sgn} \left(e_{IL}^2 + K_S e_{IL} \frac{de_{IL}}{dt} \right) \right) \quad (23)$$

طبق رابطه (۲۳)، می توان نتیجه گرفت که عملکرد این روش، مستقیماً تحت تأثیر اختلاف اندازه خطای جریان و مشتق این عبارت قرار می گیرد. به این صورت، برای حالتی که خطای جریان اندازه نسبتاً بزرگتری به خود اختصاص می دهد، K_S به نحوی انتخاب می شود که در عبارت (۲۳)، $\frac{de_{IL}}{dt}$ برتری داشته باشد. لذا، در این حالت، e_{IL} تعیین کننده مقدار S بوده و رابطه زیر حاصل خواهد شد:

$$e_{IL}^2 + K_S e_{IL} \frac{de_{IL}}{dt} \approx e_{IL}^2 \quad (24)$$

بر اساس رابطه (۲۴) و اینکه e_{IL} در این فاز علامت مثبت دارد، رابطه (۲۳) به صورت زیر اصلاح می گردد:

$$V_{DVR} = \left(K_P + \frac{K_I}{S} \right) \left(e_{IL} \times \text{sgn}(e_{IL}^2) \right) \approx \left(K_P + \frac{K_I}{S} \right) (e_{IL}) \quad (25)$$

طبق رابطه (۲۵)، خروجی DVR افزایش یافته که این امر به نوبه خود از اندازه خطا می کاهد. به مرور که از اندازه خطا کاسته می شود، پروفایل جریان به سطح خطای صفر نزدیک می گردد. در نزدیکی این

$$\text{for } i < k \quad f_i = \underline{f}^i \quad \text{and for } i > k \quad f_i = \overline{f}^i$$

رفتار مشابهی به منظور حصول f_i اجرا می گردد.

$$\text{for } i > k \quad f_i = \underline{f}^i \quad \text{and for } i < k \quad f_i = \overline{f}^i$$

پس از محاسبه f_r و f_l مقادیر جانبی خروجی به صورت زیر حاصل می گردند:

$$y_l = \frac{\sum_{i=1}^R f_l^i \theta^i}{\sum_{i=1}^R f_l^i} = \sum_{i=1}^R W_l^i \theta^i = W_l^T \theta \quad (13)$$

$$y_r = \frac{\sum_{i=1}^R f_r^i \theta^i}{\sum_{i=1}^R f_r^i} = \sum_{i=1}^R W_r^i \theta^i = W_r^T \theta \quad (14)$$

f_l^i و f_r^i که به ترتیب توان آتش مربوط به y_l و y_r می باشند را می توان از راهکار ارائه شده در [۱۹] به دست آورد. θ^i که در واقع مقدار مرکزی^{۱۳} مجموعه y_i است، پس از تقسیم بندی مجموعه به N بخش گسسته حاصل شده که به صورت زیر محاسبه می شود:

$$\theta^i = \frac{\sum_{k=1}^N y^k \mu_{C_i}(y^k)}{\sum_{k=1}^N \mu_{C_i}(y^k)} \quad (15)$$

y^k در واقع مقادیر خروجی عضو مجموعه خروجی C^i بوده که با درجه عضویت $\mu_{C_i}(y^k)$ مشخص می گردد. علاوه بر این، متغیرهای موجود در روابط (۱۳ و ۱۴) به صورت زیر تعریف می گردند:

$$W_r^T(x) = [W_r^1(x), \dots, W_r^R(x)] \quad (16)$$

$$W_l^T(x) = [W_l^1(x), \dots, W_l^R(x)] \quad (17)$$

$$\theta^T = [\theta^1, \dots, \theta^R] \quad (18)$$

$$\text{که } W_l^i(x) = \frac{f_l^i}{\sum_{i=1}^R f_l^i}, W_r^i(x) = \frac{f_r^i}{\sum_{i=1}^R f_r^i} \text{ می باشند.}$$

آخرین مرحله به دست آوردن خروجی است. به منظور محاسبه خروجی عددی، روش ارائه شده توسط «کارنیک مندل» را می توان استفاده کرد [۱۹]. در این حالت، با محاسبه میانگین قسمت سمت چپ و میانگین قسمت سمت راست می توان خروجی را محاسبه کرد:

$$y = \frac{y_l + y_r}{2} = \frac{W_r^T + W_l^T}{2} \theta = W^T(x) \theta \quad (19)$$

۴- کنترل خطی ساختار - متغیر^{۱۳}

در این قسمت کنترل کننده جدیدی ارائه شده که در حالات دائمی کار جایگزین کنترل کننده فازی شود. به این ترتیب، کنترل کننده فازی نوع-۲ از چرخه کنترل خارج شده و هزینه محاسباتی سیستم به شدت کاهش می یابد. در این کنترل کننده جایگزین، هدف، حفظ سادگی و عملکرد نرم و روان کنترل کننده های رایج خطی و در عین حال، پایدار نمودن کنترل کننده با افزودن بخشی ساختار-متغیر است.

۵- پایداری کنترل کننده دوگانه پیشنهادی

در بخش (۴) کنترل کننده ای پیشنهاد گردید. این کنترل کننده با وجود تخمین انواع نامعینی ها و پدیده های غیرخطی از جمله تغییرات مؤلفه و اغتشاشات، رفتاری مقاوم را از خود به نمایش گذاشت. رفتار گذرا سریع، خطای کوچک و عدم نیاز به تجربه قبلی طراح را می توان از مزایای این کنترل کننده برشمرد. با وجود این مزایا، این روش کنترلی، با وجود تقلیل هزینه محاسباتی با توجه به تغییر طبیعت توابع عضویت، کماکان هزینه محاسباتی نسبتاً سنگینی را، مخصوصاً به دلیل پروسه کاهش نوع، به سیستم تحمیل می کند. همین امر پیاده سازی عملی این روش را به دلیل نیاز به سخت افزار قدرتمند، با مشکل جدی مواجه می کند. در نتیجه، بهتر است که این کنترل کننده مسئول شکل دهی به رفتار گذرای سیستم بوده و در حالات پایدار دائمی، با یک کنترل کننده ساده اما مقاوم جایگزین گردد.

کنترل کننده به کاررفته در حالات دائمی کار، ترکیبی از اصول کنترل خطی و ساختار - متغیر است که در بخش (۴) مطرح گردید. با توجه به این جایگزینی، عملکرد کنترل کننده جدید، مصالحه ای بین عملکرد AT2FLC و LVSC است. حال، مسئله ای که اکنون مطرح می گردد، نحوه کلیدزنی یا زمان تعویض بین این دو کنترل کننده بوده که تأثیر مستقیم بر عملکرد سیستم کنترلی خواهد داشت. چه بسیار سامانه های پایداری که با کلیدزنی نادرست ناپایدار گشته و چه بسیار سامانه های ناپایداری که با کلیدزنی صحیح، پایدار گشته اند [۲۳، ۲۲]. در این بخش به بررسی پایداری کنترل کننده دوگانه پیشنهادی می پردازیم. ابتدا، پایداری کنترل کننده AT2FLC به عنوان مسئول شکل دهی به رفتار گذرا بررسی خواهد شد. سپس، حالت گذر بین دو روش کنترلی و در آخر، کنترل کننده LVSC مورد تحلیل پایداری قرار می گیرد.

۵-۱ پایداری کنترل کننده AT2FLC

یکی از اهداف استفاده از منطق فازی در این مقاله، تخمین توابع حالت غیرخطی معرفی شده در معادله (۱) است. این توابع نامعلوم فرض شده و به صورت لحظه ای توسط T2FLC از طریق روابط زیر تخمین زده می شوند:

$$\hat{A}_i(\bar{x}_i, \hat{\theta}_i) = W_i^T(\bar{x}_i) \hat{\theta}_i + \hat{\gamma}_i(\bar{x}_i) \quad (31)$$

در $W_i^T(\bar{x}_i)$ رابطه (۱۹) ارائه شده است. مقادیر تخمین زده شده θ_i

نیز به صورت $\hat{\theta}_i$ نمایش داده می شود. $\hat{\gamma}_i(\bar{x}_i)$ نیز مقدار خطای مدل سازی تخمین زده شده غیرقابل اجتناب است. بر این اساس، مقادیر واقعی تابع $A_i(\bar{x}_i)$ را می توان توسط معادله زیر تعریف کرد:

$$A_i(\bar{x}_i) = W_i^T(\bar{x}_i) \theta_i^* + \gamma_i^*(\bar{x}_i) \quad (32)$$

که θ_i^* و γ_i^* مقادیر مبنا یا مرجع مؤلفه های γ_i و θ_i می باشند که استفاده از آن ها در رابطه (۳۱) منجر به یک تخمین صحیح می گردد. با ترکیب روابط (۳۱ و ۳۲) عبارت زیر حاصل می گردد:

سطح، به مرور، $\frac{de_{IL}}{dt}$ بر e_{IL} برتری یافته که منجر به تقریب زیر می شود:

$$\left(e_{IL}^2 + K_S e_{IL} \frac{de_{IL}}{dt} \right) \cong K_S e_{IL} \frac{de_{IL}}{dt} \quad (26)$$

با توجه به رابطه (۲۶)، خواهیم داشت:

$$V_{DVR} = \left(K_P + \frac{K_I}{S} \right) \left(e_{IL} \times \text{sgn} \left(K_S e_{IL} \frac{de_{IL}}{dt} \right) \right) \quad (27)$$

در نتیجه:

$$V_{DVR} = \left(K_P + \frac{K_I}{S} \right) (-e_{IL}) \quad (28)$$

لذا با ورود پروفایل جریان به باند مذکور، تابع علامت مقدار «-۱» را در خروجی خود نمایان کرده و کنترل کننده PI، در صورت بزرگ بودن اندازه K_P مانع از افزایش هرچه بیش تر خروجی DVR و چه بسا کاهش آن می گردد. در نتیجه این تغییر، ولتاژ خروجی DVR شروع به کاهش کرده که منجر به افزایش خطای جریان خواهد گشت. در مسیر این افزایش خطا، با توجه به وضعیت اولیه مشتق خطا که دارای علامت منفی است، این مشتق از صفر گذر خواهد کرد. در نتیجه، پس از اندکی رابطه (۲۹) صدق خواهد کرد.

$$\frac{de_{IL}}{dt} \cong 0 \quad (29)$$

از این مرحله به بعد، با برقراری شرایط پایداری ارائه شده در بخش (۵)، سیستم وارد حالت دائم شده و در نتیجه، حالت کاری کنترل کننده نیز تغییر خواهد کرد. در این حالت با توجه به ناچیز بودن شیب خطا یا $\frac{de_{IL}}{dt} \cong 0$ ، خروجی تابع علامت توسط مقدار مربع خطا، تعیین می گردد. لذا تابع علامت، مادامی که در این حالت به سر می بریم، مقدار «۱» خواهد داشت:

$$V_{DVR} = \left(K_P + \frac{K_I}{S} \right) \left(e_{IL} \times \text{sgn} (e_{IL}^2) \right) \cong \left(K_P + \frac{K_I}{S} \right) (e_{IL}) \quad (30)$$

با توجه به ناچیز بودن e_{IL} ، ورودی تابع PI نیز ناچیز بوده، در نتیجه خروجی کنترل کننده، تغییرات بسیار جزئی با دامنه بسیار ناچیز حول نقطه کار خواهد داشت. لذا با جمع بندی عملکرد کنترل کننده در هر دو حالت، به این می رسیم که این روش، در حالت رفتار گذرا رفتاری مشابه کنترل کننده «هیستریزس» و در حالت دائمی، عملکردی مشابه یک کنترل کننده خطی ساده PI خواهد داشت.

به این ترتیب عملکرد نرم کنترل کننده خطی حفظ شده و خصوصیت مقاوم بودن در برابر اغتشاش که مشخصه کنترل کننده های ساختار-متغیر است نیز به این کنترل کننده ها اضافه گشته است. لازم به ذکر است که شرح عملکرد ارائه شده راجع به این روش پیشنهادی، مربوط به حالت خاصی از ضرایب بوده که منجر به شکل خاصی از کلیدزنی می گردد. باقی حالات در بخش تحلیل پایداری بررسی خواهد شد.

که در آن:

$$V_i = \bar{e}_i^T S_i \bar{e}_i + \alpha_i \tilde{\theta}_i^T \tilde{\theta}_i + \beta_i \tilde{\gamma}_i^2 + \lambda_i \tilde{K}_i^2 + \varepsilon_i \tilde{P}_i^2 \quad (43)$$

مقادیر متغیرهای ε_i , λ_i , β_i و α_i ثابت‌های مثبتی بوده که توسط طراح به منظور وزن‌دهی به مؤلفه‌های استفاده شده در توابع انرژی لیاپانوف استفاده می‌گردند. بدیهی است که اگر یک مؤلفه در تابع لیاپانوف از اهمیت خاصی برخوردار نباشد، ضریب مربوطه صفر می‌گردد و در معادلات پایداری دخالت نخواهد داشت، لذا مخرج هیچکدام از کسره‌های دخیل در تخمین، هیچوقت صفر نخواهد بود.

مؤلفه‌های $\tilde{P}_i$, $\tilde{K}_i$, $\tilde{\theta}_i$ و $\tilde{\gamma}_i$ نیز به عنوان خطا یا اختلاف بین مقادیر واقعی و تخمینی مؤلفه مربوطه تعریف می‌گردند. مقادیر مینا، مقادیری بوده که در صورت استفاده، شرایط پایداری و صحت تخمین تضمین گردد. در این بین، $\tilde{K}_i$ معرف اختلاف بین مقدار ضریب K_i^* که شرایط پایداری را برآورده می‌کند با ضریب فعلی تعیین شده توسط کنترل کننده است که $\tilde{K}_i = K_i^* - \hat{K}_i$. در این رابطه، ضریب K_i^* ضریب مثبت و نامعلومی بوده که با تخمین صحیح، شتاب همگرایی را در رابطه (۴۰) تعیین کرده و باعث میل کردن متغیرهای حالت سیستم به سمت مقادیر دلخواه می‌گردد. در این راستا، مشتق توابع انرژی نیز به صورت زیر فرمول بندی می‌شود:

$$\dot{V}_i = \bar{e}_i^T S_i \bar{e}_i + \bar{e}_i^T S_i \dot{\bar{e}}_i - 2\alpha_i \tilde{\theta}_i^T \dot{\tilde{\theta}}_i - 2\beta_i \tilde{\gamma}_i \dot{\tilde{\gamma}}_i - 2\lambda_i \tilde{K}_i \dot{\tilde{K}}_i - 2\varepsilon_i \tilde{P}_i \dot{\tilde{P}}_i \quad (44)$$

با ترکیب (۴۰)، (۴۱) و (۴۴) عبارات زیر به دست می‌آید:

$$\dot{V}_i = -\bar{e}_i^T Q_i \bar{e}_i + 2\bar{e}_i^T S_i G_i (-\hat{K}_i \operatorname{sgn}(\tau) - W_i^T(\bar{x}_i) \tilde{\theta}_i - \tilde{\gamma}_i - \tilde{P}_i) - 2\alpha_i \tilde{\theta}_i^T \dot{\tilde{\theta}}_i - 2\beta_i \tilde{\gamma}_i \dot{\tilde{\gamma}}_i - 2\lambda_i \tilde{K}_i \dot{\tilde{K}}_i - 2\varepsilon_i \tilde{P}_i \dot{\tilde{P}}_i \quad (45)$$

$$\tau_i = \bar{e}_i^T S_i G_i$$

که

در این معادله به منظور تحقق شرط پایداری لیاپانوف، تمامی خطاها بایستی حذف شوند لذا بایستی داشته باشیم:

$$-2\tau_i W_i^T(\bar{x}_i) \tilde{\theta}_i - 2\alpha_i \tilde{\theta}_i^T \dot{\tilde{\theta}}_i = 0 \quad (46)$$

$$\dot{\tilde{\theta}}_i = -\frac{\tau_i W_i^T(\bar{x}_i)}{\alpha_i} \quad (47)$$

روابط (۴۶) و (۴۷)، تطبیقی بودن تخمین زن فازی را نشان می‌دهند. بر پایه این روابط، توابع عضویت اضافه حذف و قوانین به حداقل رسیده که منجر به کاهش هزینه محاسباتی سیستم می‌گردد. در ادامه، خطای مدل سازی را می‌توان به صورت زیر تخمین زد:

$$-2\tau_i \tilde{\gamma}_i - 2\beta_i \tilde{\gamma}_i \dot{\tilde{\gamma}}_i = 0 \quad (48)$$

$$\dot{\tilde{\gamma}}_i = -\frac{\tau_i}{\beta_i} \quad (49)$$

برای تخمین توابع اغتشاش نیز رابطه (۵۰) برقرار خواهد بود:

$$\dot{\tilde{P}}_i = -\frac{\tau_i}{\varepsilon_i} \quad (50)$$

$$A_i(\bar{x}_i) = \bar{A}_i(\bar{x}_i, \theta_i) + W_i^T(\bar{x}_i) \tilde{\theta}_i + \tilde{\gamma}_i(\bar{x}_i) \quad (33)$$

که $\tilde{\theta}_i$ و $\tilde{\gamma}_i$ خطاهای مربوط به خطاهای بردار مقدار مرکزی خروجی و خطای تخمین مدل سازی بوده که به صورت $\tilde{\theta}_i = \theta_i^* - \hat{\theta}_i$, $\tilde{\gamma}_i = \gamma_i^* - \hat{\gamma}_i$ تعریف می‌گردند.

با در نظر داشتن $\bar{e}_i = [e_i, \dot{e}_i, \dots, e_i^{(m_i-1)}]^T$ و $\bar{k}_i = [k_{i,1}, k_{i,2}, \dots, k_{i,m_i}]^T$ معادله (۶) را می‌توان به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$v_i = y_{di}^{(m_i)} + \bar{k}_i^T \bar{e}_i \quad (34)$$

در نتیجه ترکیب معادلات (۱) و (۳۴)، معادلات زیر حاصل می‌گردند:

$$e_i^{(\eta)} = v_i - k_i^T \bar{e}_i - A_i(\bar{x}_i) - b_i u_i - P_i(\bar{x}_i, x^{m_i}) \quad (35)$$

$$\dot{\bar{e}}_i = F_i \bar{e}_i + G_i \{v_i - A_i(\bar{x}_i) - b_i u_i - P_i(\bar{x}_i, x^{m_i})\} \quad (36)$$

که:

$$F_i = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ -k_{i,1} & -k_{i,2} & \dots & \dots & \dots & -k_{i,m_i} \end{bmatrix} \quad (37)$$

$$G_i = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (38)$$

بر اساس معیار لیاپانوف اگر ماتریس F_i به نحوی انتخاب گردد که سیستم پایدار باشد، به ازای هر ماتریس مثبت معین متقارن Q_i ، جوابی برای معادله زیر وجود خواهد داشت:

$$S_i F_i + F_i^T S_i = -Q_i \quad (39)$$

جواب این معادله، S_i مشابه Q_i مثبت معین و متقارن است. بر اساس معادله (۵)، می‌توان قانون کنترلی اصلاح شده را به صورت زیر ارائه داد:

$$u_i = \frac{1}{b_i} (v_i + \hat{K}_i \operatorname{sgn}(\tau) - \hat{A}_i(\bar{x}_i, \theta_i) - \hat{P}_i) \quad (40)$$

عبارت $\hat{P}_i$ در معادله (۴۰)، مسئول جبران نامعینی‌ها، اغتشاشات و خطاهای مدل سازی می‌باشند. علاوه بر این، $\hat{K}_i$ ثابت مثبت پیشنهادی بوده که شتاب همگرایی سیستم را تعیین می‌کند. جایگذاری رابطه (۴۰) در معادله (۳۶) منجر به معادله (۴۱)، به صورت زیر می‌گردد:

$$\dot{\bar{e}}_i = F_i \bar{e}_i + G_i \{-\hat{K}_i \operatorname{sgn}(\tau) - W_i^T(\bar{x}_i) \tilde{\theta}_i - \tilde{\gamma}_i - \tilde{P}_i\} \quad (41)$$

به این منظور، پایداری سازی سیستم کنترلی با استفاده از معیار لیاپانوف، توسط تخمین برخط مقدار $\hat{A}_i$ صورت می‌گیرد. در این راستا، می‌توان از تابع انرژی زیر استفاده کرد:

$$V = \sum_{i=1}^n V_i \quad (42)$$

سیستم را حذف می‌کند. در نتیجه، ورودی کنترلی سیستم به صورت زیر اصلاح خواهد شد:

$$\begin{aligned} U_i &= \alpha_i U_{AT2FLC} + \beta_i U_{LVSC} \\ e_i > e_{pi} &\Rightarrow \alpha_i = \exp(-\rho_i \times e_i), \beta_i = -\alpha_i \\ e_i \leq e_{pi} &\Rightarrow \alpha_i = 0, \beta_i = 1 \end{aligned} \quad (54)$$

آستانه خطای کلیدزنی (e_{pi}) در واقع مرز بین رفتار گذرا و پایدار را مشخص می‌کند. در تعیین آستانه خطای کلیدزنی، بایستی این نکته را در نظر داشت که در صورت کلی، دو نوع کلیدزنی در این کنترل کننده وجود دارد که هر کدام به نوبه خود افزایش THD را در پی خواهند داشت. از طرف دیگر، احتمال تداخل کلیدزنی‌ها، به معنی هم‌زمانی کلیدزنی‌ها، نیز وجود خواهد داشت که این امر، علاوه بر افزایش THD ممکن است ناپایداری سیستم را نیز در پی داشته باشد. لذا، بایستی تا حد امکان از تکرار کلیدزنی‌ها کاسته و به فاصله بین آن‌ها افزود. به عبارت دیگر، بایستی کلیدزنی به طریقی صورت گیرد که دو کنترل کننده عملکرد کاملاً مستقلی از هم داشته باشند.

در کنترل کننده ارائه شده، عملکرد گذرا بر عهده کنترل کننده AT2FLC و عملکرد پایدار بر عهده کنترل کننده LVSC است؛ هر کنترل کننده نیز تنها در فاز مربوط به خودش فعال است. این امر، نیازمند تعیین آستانه یا مرز شرایط پایدار و گذرا بوده که با توجه به حد نوسان خطای حالت پایدار، ناشی از کنترل کننده LVSC تعیین می‌گردد. لذا، حداکثر نوسان حول خطای صفر به عنوان مرز فرضی به حساب می‌آید. در نتیجه، در شبیه‌سازی‌های انجام شده، آستانه انتقال بین کنترل کننده‌ها، با توجه به حداکثر نوسان معادل ۱۰۷ در حالت پایدار در این مقاله، ۱۲۷ تعیین گردید.

در شبیه‌سازی‌های انجام شده، حداکثر نوسان خطا حدود ۵ درصد یا به عبارتی ۱۰۷ به صورت یکنواخت و متناوب است. لذا خطاها و نوسانات کم‌تر از ۱۰۷ به عنوان حالات دائمی و رفتار بیرون از این بازه به عنوان حالات گذرا در نظر گرفته شد؛ ρ_i نیز ضریب میرایی سیستم بوده که $\rho_i = 0.02$ در نظر گرفته شده است.

با توجه به رابطه (۵۴)، تعویض کنترل کننده به صورت بسیار نرم و بدون جهش سیگنال کنترلی اتفاق خواهد افتاد. تضمین پایداری کنترل کننده HAT2FLC شامل سه مرحله کلی است. مرحله اول مربوط به اوایل دوره گذرا با اعمال سیگنال کنترلی UAT2FLC است. مرحله دوم، مرحله گذر بین دو کنترل کننده یا $0 < \alpha_i < 1$ است. آخرین مرحله که خود شامل چندین مرحله مجزا است، مربوط به حالت پایدار یا خطاهای کوچک بوده که در این مرحله $\alpha_i = 0$ فرض می‌گردد.

یکی از راه‌های تضمین پایداری، یافتن یک تابع لیاپانوف یکپارچه است. در این صورت، اگر تضمین شود که این تابع مثبت معین بوده و مشتقش منفی باشد، پایداری سیستم تضمین می‌گردد. حال، برای سامانه‌هایی مشابه سیستم کنترلی HAT2FLC می‌توان استنباط کرد که اگر در هر کدام از مراحل، یا حتی مراحل بیرونی و مسیر آن‌ها به سمت خطای صفر، ورودی کنترلی به نحوی تعیین شود که خطا

شتاب همگرایی تخمینی مناسب هم باید در رابطه زیر صدق کند، بنابراین:

$$\dot{K}_i = -\frac{|e_i|}{\lambda_i} \quad (51)$$

نکته‌ای که باید مدنظر قرار گیرد، تأثیر مستقیم $\hat{K}_i$ بر احتمال بروز پدیده شوریدگی^{۱۴} در حالات کار دائمی یا پایدار^{۱۵} است. لذا می‌توان در حالات دائمی که نیاز به شتاب برای همگرایی وجود ندارد، با تغییر ضرایب، این متغیر را حذف کرد یا کاهش داد. بنابراین می‌شود ضریب λ_i را به صورت زیر در نظر گرفت:

$$\lambda_i = (K_{i,1} \times [(1 - \exp(-K_{i,2} \times |e_i|))])^{-1} \quad (52)$$

با جایگذاری معادلات (۴۷-۵۱) در (۴۴)، شرایط لیاپانوف تحقق یافته و پایداری سیستم در قبال نامعینی‌ها و اغتشاشات و کلیه تغییرات محدود، با حصول رابطه (۵۳)، تأیید می‌گردد.

$$\dot{V}_i = -\bar{e}_i^T Q_i \bar{e}_i - 2\lambda_i K_i^* \quad (53)$$

۲-۵ مرحله گذر بین دو کنترل کننده

در سال‌های اخیر، مطالعه سامانه‌های کلیدزنی مورد توجه بسیاری از محققین قرار گرفته است [۲۲]. سامانه‌های دوگانه، متشکل از سامانه‌هایی با رفتار گذرا دوگانه، شامل زیرسیستم‌هایی پیوسته (یا حتی گسسته) با وجود یک قانون به منظور فعال یا غیرفعال سازی برخی از این سامانه‌ها می‌باشند [۲۴]. با این حال، اکثر مطالعات بر روی سامانه‌هایی صورت گرفته که معادلات رفتار گذرای سیستم بدون در نظر گرفتن کنترل کننده‌ها تغییر می‌کنند. تضمین پایداری این سامانه‌ها بسیار پیچیده و طاقت فرسا است.

مطالعات دیگری نیز فرض را بر ثبات سیستم اولیه و تغییر کنترل کننده گذاشته‌اند [۲۲]. از طرف دیگر، روش‌های مذکور تضمینی راجع به این که بعد از تأیید پایداری، کنترل کننده مسیر دلخواه را ادامه بدهد یا نه، ارائه نداده‌اند. این امر، ناشی از جهش سیگنال کنترلی بعد از کلیدزنی بوده که بعضاً منجر به نوساناتی حول نقطه کار خواهد گشت [۲۵]. لذا، در این مقاله، روشی ساده به منظور کلیدزنی بین دو کنترل کننده استفاده شده است.

در روش ارائه شده در این مقاله، خروجی کنترل کننده دوگانه، حاصل ترکیب وزنی از دو کنترل کننده‌ای بوده که به سیستم اعمال می‌گردد. این ترکیب وزنی، با توجه به نقطه کار خود را تطبیق می‌دهد. به این صورت، در حالات کار گذرا، برتری وزنی با کنترل کننده AT2FLC بوده و این برتری، در حالات دائمی کار، به نرمی و به صورت نمایی، به سمت کنترل کننده LVSC میل می‌کند. در این صورت، کلیدزنی ناگهانی که منجر به جهش ولتاژ شده نداشته و کنترل کننده AT2FLC، پس از صفر شدن ضریب وزنی مربوطه، از روال کنترل حذف می‌گردد. علاوه بر این، استفاده از این روش، تأیید پایداری را بسیار آسان کرده و نیاز به یک تابع کلیدزنی خاص به منظور پایدار ماندن

$$\alpha_i = 0 \Rightarrow U_i = (1 - \alpha_i)(K_P e_i \times z_i + \int (K_I e_i \times z_i) dt) \quad (64)$$

کلیه روابط (۶۴-۵۵)، قابل اعمال به محورهای ABC نیز می‌باشند.

۵-۳ پایداری کنترل کننده LVSC

همان‌طور که ذکر شد، به دلیل پیوسته بودن کنترل‌کننده، به‌منظور اطمینان از پایداری سیستم، می‌توان از توابع لیاپانوف یکپارچه با راهکاری مشابه توابع تکه‌ای استفاده کرد. بخشی از این توابع به‌منظور اطمینان از پایداری کنترل‌کننده HAT2FLC و بخشی دیگر مسئول پایداری سیستم کنترل‌شده به‌وسیله LVSC است.

به‌منظور تضمین پایداری روش LVSC، مسیرهای حرکت سیگنال خطا را مشخص کرده و ورودی کنترلی را به‌منظور برقراری شرایط پایدار تعیین می‌کنیم. در هرکدام از حالات، اگر شرایط پایداری محقق شود، اندازه خطا کوچک شده و به‌سمت صفر باز می‌گردد. به‌این‌منظور، در فاز اول از حالت سوم خواهیم داشت. $e > 0, \dot{e} < 0, \text{sgn}(e\dot{e}) = 1$ بر اساس معادله (۵۹) برای این، رابطه (۶۵) برقرار خواهد بود:

$$L\ddot{e} + R\dot{e} = -(K_P \dot{e} + K_I e + \dot{V}_{PCC}) \quad (65)$$

با توجه به مثبت بودن خطا، مقدار درون پرانتز بایستی مثبت باشد، لذا بایستی شرایط زیر در این فاز صدق کند:

$$K_I |e| > |\dot{e}| K_P + |\dot{V}_{PCC}| \quad (66)$$

با برقراری شرایط مطرح‌شده در معادله (۶۶)، خطا به‌سمت صفر میل کرده و وارد فاز دوم خواهد شد. در این فاز، همان‌طور که در بخش (۴) ذکر شد، $K\dot{e} > e$ ، لذا خروجی تابع علامت تحت تأثیر مشتق خطا قرار خواهد گرفت. از طرف دیگر، همان‌طور که در کنترل‌کننده‌های رایج لغزشی مشاهده می‌گردد، وجود تابع علامت باعث ایجاد پدیده شوریدگی و درنتیجه افزایش THD می‌گردد. لذا به‌منظور کاهش اثرات این پدیده، راهکارهای مختلفی پیشنهاد می‌گردد. ابتدایی‌ترین راهکار، به حداقل رساندن کلیدزنی است. این امر مستلزم این بوده که سطح کلیدزنی تا حد امکان بالا انتخاب شود. در این‌صورت، باوجود کاهش دفعات کلیدزنی، این عمل در خطاهای بزرگ صورت گرفته که با توجه به جهش ولتاژ و شدت نوسانات زودگذر تولیدی، علاوه بر فاصله گرفتن از عملکرد دلخواه، حتی ممکن است منجر به ناپایداری سیستم گردد. این امر سیستم را نیازمند اعمال محاسبات پیچیده و زمان‌بر به‌منظور تضمین پایداری می‌نماید.

راهکار دیگر، پایین آوردن سطح کلیدزنی تا حد ممکن است. در این حالت، کلیدزنی در خطاهای کوچک صورت گرفته که جهشی بسیار ناچیز را در سیگنال کنترلی ایجاد خواهد کرد. علاوه بر این، کاهش K_P نیز، علاوه بر سرعت‌بخشیدن به پاسخ سیستم، از اثرات این جهش خواهد کاست. جهش سیگنال کنترلی، ناشی از تغییر ناگهانی ورودی تابع PI بوده که با توجه به موقعیت کلیدزنی مذکور، به‌صورت زیر مطرح می‌گردد:

به‌سمت صفر میل کند، نقطه کار سیستم به‌سمت مقادیر دلخواه یا خطای صفر حرکت خواهد کرد. از طرف دیگر می‌توان از معادلات هرویتز استفاده کرد و با تبدیل معادلات رفتار گذرا سیستم به شکل هرویتز، با اعمال شرایط مناسب، از میل خطا به‌سمت صفر اطمینان حاصل کرد.

بر اساس روابط (۴۴-۵۳)، میل خطا به‌سمت صفر برای مراحل اولیه تضمین گردید. به‌این‌ترتیب، نقطه کار سیستم وارد ناحیه گذر بین دو کنترل‌کننده می‌گردد. در این مرحله، با توجه به رفتار گذرا بسیار سریع‌تر سیستم کنترلی نسبت به شبکه، مقادیر تخمین‌زده شده $\hat{F}, \hat{P}$ یا به‌عبارتی $\hat{R}I = \hat{F}, \hat{V}_{PCC} = \hat{P}$ معتبر فرض شده و روابط زیر حاکم می‌باشند. در این معادلات مؤلفه‌ها به‌صورت کلی بیان شده که قابل اعمال به محورهای $dq0$ می‌باشند:

$$U_i = \alpha L_i (\dot{I}_i^* + R I_i + K e_i - V_{PCC}) + (1 - \alpha)(K_P e_i \times z_i + \int K_I e_i \times z_i) \quad (55)$$

$$z_i = e_i \text{sgn}(e_i \times S_i) \quad (56)$$

$$\dot{I}_i = \frac{1}{L_i} (-R I_i + U_i + V_{PCC}) \quad (57)$$

$$\ddot{I}_i = \frac{1}{L_i} (-R \dot{I}_i + \dot{U}_i + \dot{V}_{PCC}) \quad (58)$$

که $i = d, q, 0$ با توجه به اینکه مؤلفه‌های جریان مبنا در قاب چرخان $dq0$ ثابت می‌باشند، خواهیم داشت:

$$-\ddot{e}_i = \frac{1}{L} (R \dot{e}_i + \dot{U}_i + \dot{V}_{PCC}) \quad (59)$$

$$L \ddot{e}_i + R \dot{e}_i = -(\dot{U}_i + \dot{V}_{PCC}) \quad (60)$$

$$\dot{U}_i = \alpha L_i (R \dot{e}_i + K \dot{e}_i - \dot{V}_{PCC}) + (1 - \alpha)(K_P \dot{e}_i \times z_i + K_I e_i \times z_i) \quad (61)$$

در حالات گذرا، برای موقعیت ابتدایی خطا در یک اف و ولتاژ، خواهیم داشت

$$e_i > 0, \dot{e}_i < 0, z_i = 1$$

با توجه به مثبت بودن خطا و فرم معادله سمت چپ تساوی (۶۰) که مشابه معادلات هرویتز است، میل خطا به‌سمت صفر با منفی بودن سمت راست معادله (۶۰) یا مثبت بودن رابطه زیر حاصل می‌گردد:

$$|\dot{e}_i| [(-K + R)L_i \alpha_i - (1 - \alpha_i)K_P] + (1 - \alpha_i)K_I |e_i| + V_{PCC} (1 - \alpha_i L_i) > 0 \quad (62)$$

میل خطا به‌سمت صفر با صدق رابطه زیر تحقق می‌یابد:

$$(1 - \alpha_i)K_I |e_i| > |\dot{e}_i| [(K - R)L_i \alpha_i + (1 - \alpha_i)K_P] + V_{PCC} (1 - \alpha_i L_i) \quad (63)$$

رابطه (۶۳) بایستی برای تمامی نقاط مسیر حالت گذرا بین دو کلیدزنی کنترلی، صدق کند. با برقراری شرایط معادله (۶۳)، اندازه خطا کوچک‌تر شده و به صفر نزدیک می‌شود. در این ناحیه، وارد فاز سوم کاری کنترل‌کننده HAT2FLC شده و کنترل‌کننده AT2FLC به‌راحتی از سیکل کنترل حذف می‌گردد. در این نقطه، معادله ولتاژ کنترلی ورودی سیستم به‌صورت زیر اصلاح می‌گردد:

۶- شبیه سازی و مدل سازی

در این بخش، تعمیم یا تطبیق معادلات ارائه شده در بخش (۲) به شرایط شبکه مورد بحث در این مقاله همراه با شبیه سازی های سیستم مورد نظر، ارائه می گردد. لازم به ذکر است که در این بخش، اندیس j با دامنه تغییرات $j=d, q, 0$ به جهت تطبیق با موضوع مقاله، جایگزین اندیس i شده است. در این راستا، با در نظر گرفتن ترویج بین فازهای مختلف، مدل رفتار گذرای DVR و شبکه بر حسب جریان فاز به صورت زیر خواهد بود:

$$\dot{I}_d = -\frac{R_d}{L_d} I_d + \frac{V_{Ld}}{L_d} - \frac{L_{dq}}{L_d} \dot{I}_q - \frac{L_{d0}}{L_d} \dot{I}_0 \quad (76)$$

$$\dot{I}_q = -\frac{R_q}{L_q} I_q + \frac{V_{Lq}}{L_q} - \frac{L_{qd}}{L_q} \dot{I}_d - \frac{L_{q0}}{L_q} \dot{I}_0 \quad (77)$$

$$\dot{I}_0 = -\frac{R_0}{L_0} I_0 + \frac{V_{L0}}{L_0} - \frac{L_{0d}}{L_0} \dot{I}_d - \frac{L_{0q}}{L_0} \dot{I}_q \quad (78)$$

که در واقع $I_d, V_{Ld}, L_d, R_d, L_{dq}$ به ترتیب بیانگر اندوکتانس متقابل مؤلفه های dq مقاومت محور d اندوکتانس خودی مؤلفه d جریان، ولتاژ بار مؤلفه d و جریان مؤلفه d می باشند. اندیس های مشابهی به منظور نمایش مؤلفه های q و 0 استفاده می گردد. ولتاژ بار استفاده شده در روابط (۷۶-۷۸) را می توان به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$V_{Lj} \approx V_{DVRj} + V_{PCCj} \quad (79)$$

که در آن، $j=d, q, 0$ بیانگر مؤلفه های $dq0$ ولتاژ PCC است. در نتیجه خواهیم داشت:

$$\dot{I}_d = -\frac{R_d}{L_d} I_d + \frac{V_{DVRd}}{L_d} + \frac{V_{PCCd}}{L_d} - \frac{L_{dq}}{L_d} \dot{I}_q - \frac{L_{d0}}{L_d} \dot{I}_0 \quad (80)$$

$$\dot{I}_q = -\frac{R_q}{L_q} I_q + \frac{V_{DVRq}}{L_q} + \frac{V_{PCCq}}{L_q} - \frac{L_{qd}}{L_q} \dot{I}_d - \frac{L_{q0}}{L_q} \dot{I}_0 \quad (81)$$

$$\dot{I}_0 = -\frac{R_0}{L_0} I_0 + \frac{V_{DVR0}}{L_0} + \frac{V_{PCC0}}{L_0} - \frac{L_{0d}}{L_0} \dot{I}_d - \frac{L_{0q}}{L_0} \dot{I}_q \quad (82)$$

بر اساس معادلات (۸۰-۸۲) می توان مشاهده کرد که به دلیل وابستگی رفتار گذرا جریان یک فاز به جریان فاز دیگر، معادلات رفتار گذرا سیستم بسیار غیرخطی می باشند. بر اساس این معادلات می توان نتیجه گرفت که با اعمال ورودی مناسب که در این راستا، V_{DVR} است، می توان جریان بار و در نتیجه ولتاژ بار را در سطح دلخواه حفظ کرد. لذا، معادلات رفتار گذرا سیستم را می توان به صورت زیر ارائه کرد:

$$\dot{x}_j = A_j(x_j) + b_j u_j + \mu_j(V_{PCCdq}, \dot{I}_d, \dot{I}_q, \dot{I}_0, I_0) \quad (83)$$

که $u_j = V_{DVRj}$ از طرف دیگر، با توجه به رابطه (۸۳) و اینکه رفتار گذرا سیستم بر اساس مشتق مرتبه اول بیان می شود ($m_i=1$)، می توان بر پایه معادلات $\bar{x}_i = [x_i, \dot{x}_i, \dots, x_i^{(m_i-1)}]^T$ و $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$ نتیجه گرفت که:

$$U_i(t^-) = (K_P e_{sw} + \int (K_I e_{sw}) dt) \quad (67)$$

$$U_i(t^+) = (-K_P e_{sw} + \int (K_I e_{sw}) dt) \quad (68)$$

$$\Delta U_i(t) = -2K_P e_{sw} \quad (69)$$

در رابطه (۶۷-۶۹) $U_i(t_{sw}^-)$ و $U_i(t_{sw}^+)$ به ترتیب ورودی کنترلی بعد و قبل از عملیات کلیدزنی است. بر اساس این رابطه، e_{sw} خطای لحظه کلیدزنی است. K_P نیز تأثیر به سزایی بر جهش ولتاژ خواهند داشت. شایان توجه است که وجود چنین جهشی در سیگنال کنترلی، در صورت تحقق، به دلیل جهش ولتاژ خازن، توان بسیار بالایی را از اینورتر و منبع تغذیه طلب می کند. در نتیجه با پایین آوردن K_P و e_{sw} از اندازه این جهش به مراتب کاسته خواهد شد. در این حالت، رابطه (۶۵)، با توجه به فرضیات $-I = z$ ، $\dot{e} < 0$ ، $e > 0$ به صورت زیر اصلاح می گردد:

$$L\ddot{e} + R\dot{e} = -(K_P |\dot{e}| - K_I |e| + \dot{V}_{PCC}) \quad (70)$$

در این راستا، با توجه به اندازه بسیار کوچک خطا، به منظور برگشت خطا به سمت صفر، بایستی رابطه زیر برقرار باشد:

$$|\dot{e}| K_P > |\dot{V}_{PCC}| \quad (71)$$

با گذر از صفر، فرضیات مسئله به صورت $e < 0, \dot{e} < 0, z = +I$ تغییر می کنند. در این فاز، خواهیم داشت:

$$L\ddot{e} + R\dot{e} \equiv -(K_P \dot{e} + \dot{V}_{PCC}) \quad (72)$$

$$= -(K_P |\dot{e}| + \dot{V}_{PCC})$$

مشابه معادله (۷۰)، شرط برگشت خطا در این فاز به صورت زیر خواهد بود:

$$|\dot{e}| K_P > |\dot{V}_{PCC}| \quad (73)$$

مرحله بعدی کلیدزنی تابع علامت مربوط به نقاط کار نزدیک به صفر هنگام بازگشت است. برای این حالت $-I = z$ ، $e < 0, \dot{e} > 0$ بوده که معادلات زیر را نتیجه می دهد:

$$L\ddot{e} + R\dot{e} \equiv -(K_P \dot{e} + \dot{V}_{PCC}) \quad (74)$$

$$= -(K_P |\dot{e}| + \dot{V}_{PCC})$$

مشابه معادله (۷۳)، بایستی شرایط زیر به منظور میل خطا به سمت صفر برقرار باشد:

$$|\dot{e}| K_P > |\dot{V}_{PCC}| \quad (75)$$

شرط پایداری مرحله کلیدزنی بعد که با گذر از صفر شروع می شود، همانند معادله (۷۵) است. شروط مطرح شده در رابطه (۷۵) حاکی از شرایطی است که به محض برقراری، اندازه خطا کاهش یافته و جریان به سمت جریان مبنا حرکت خواهد کرد. بر اساس همین روابط، ضرایب K_P و K_I بایستی به اندازه کافی بزرگ انتخاب گردند. از طرف دیگر، رابطه (۶۶) حکم می کند که ضریب K_P بایستی تا حد ممکن کوچک انتخاب شود. لذا بایستی مصالحه ای در انتخاب این ضرایب، با در نظر گرفتن مواردی همچون میرایی سیستم به سمت مسیر مبنا و THD ولتاژ بار، صورت گیرد. در این میان، انتخاب مناسب K_S می تواند مشکل تعیین این ضرایب را با پایین آوردن e_{sw} کاهش دهد.

به منظور تقریب مؤلفه‌های سیستم، با تعریف تابع لیاپانوف بر اساس معادله (۴۳)، روابط زیر به دست خواهد آمد:

$$V = \sum_{j=d,q,0} V_j \quad (10.1)$$

$$V_j = e_j^2 + \alpha_j \tilde{\theta}_j^T \tilde{\theta}_j + \beta_j \tilde{\gamma}_j^2 + \lambda_j \tilde{K}_j^2 + \varepsilon_j \tilde{P}_j^2 \quad (10.2)$$

که مشتق این رابطه نیز به صورت زیر خواهد بود:

$$\dot{V}_j = 2e_j \dot{e}_j - 2\alpha_j \tilde{\theta}_j^T \dot{\tilde{\theta}}_j - 2\beta_j \tilde{\gamma}_j \dot{\tilde{\gamma}}_j - 2\lambda_j \tilde{K}_j \dot{\tilde{K}}_j - 2\varepsilon_j \tilde{P}_j \dot{\tilde{P}}_j \quad (10.3)$$

$$\dot{V}_j = -2k_{j,l} e_j^2 + 2e_j (-\hat{K}_j \text{sgn}(e_j) - W_j^T \tilde{\theta}_j - \tilde{\gamma}_j - \tilde{P}_j) \quad (10.4)$$

در روابط (۱۰۳ و ۱۰۴) نیز به منظور منفی شدن مشتق تابع لیاپانوف، بایستی شرایط زیر، همانند روابط (۴۶-۵۱) برقرار باشد:

$$\dot{\hat{\theta}}_j = -\frac{e_j W_j^T(x_j)}{\alpha_j} \quad (10.5)$$

$$\dot{\hat{\gamma}}_j = -\frac{e_j}{\beta_j} \quad (10.6)$$

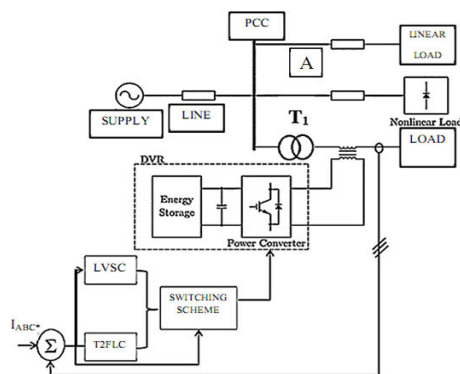
$$\dot{\hat{P}}_j = -\frac{e_j}{\varepsilon_j} \quad (10.7)$$

$$\dot{\hat{K}}_j = -\frac{|e_j|}{\lambda_j} \quad (10.8)$$

با جایگذاری روابط (۱۰۵-۱۰۸) در (۱۰۳)، معادله نهایی مشتق تابع لیاپانوف، به صورت زیر حاصل می‌گردد:

$$\dot{V}_j = -2k_{j,l} e_j^2 - 2\lambda_j K_j^* \quad (10.9)$$

معادله فوق، تطبیق اصل ارائه شده در رابطه (۵۳) به مسئله مورد بحث در این مقاله است. در رابطه رفتار گذرا گذرا سیستم که توسط رابطه (۱) ارائه شده، مؤلفه‌های سامانه‌ای به صورت $m=1$ $n=3$ می‌باشند. ساختار کنترلی روش پیشنهادی در شکل ۴ نشان داده شده است.



شکل ۴: شکل ساختاری کنترلی و شبکه تحت مطالعه

بر اساس این مدل، به منظور کنترل ولتاژ بار حساس، از جریان بار استفاده شده است. به این منظور، برای هر فاز، پس از محاسبه جریان بار متناسب، جریان بار لحظه‌ای هر فاز به کمک حسگرهای جریان

$$\bar{x}_j = [x_j] \quad (8.4)$$

$$x = [x_d, x_q, x_0]^T = [I_d, I_q, I_0]^T \quad (8.5)$$

$$\bar{x} = [\bar{x}_d, \bar{x}_q, \bar{x}_0]^T \quad (8.6)$$

$$A_j = -\frac{R_j}{L_j} I_j \quad (8.7)$$

$$b_j = \frac{1}{L_j} \quad (8.8)$$

$$\mu_d(V_{PCCd}, I_d, I_d, I_q, I_q, I_0) = \frac{V_{PCCd}}{L_d} - \frac{L_{dq}}{L_d} \dot{I}_q - \frac{L_{d0}}{L_d} \dot{I}_0 \quad (8.9)$$

$$\mu_q(V_{PCCq}, I_d, I_d, I_q, I_q, I_0) = \frac{V_{PCCq}}{L_q} - \frac{L_{dq}}{L_q} \dot{I}_d - \frac{L_{q0}}{L_q} \dot{I}_0 \quad (9.0)$$

$$\mu_0(V_{PCC0}, I_d, I_d, I_q, I_q, I_0) = \frac{V_{PCC0}}{L_0} - \frac{L_{d0}}{L_0} \dot{I}_d - \frac{L_{q0}}{L_0} \dot{I}_q \quad (9.1)$$

اگر تغییرات مؤلفه‌های سیستم در نظر گرفته شوند، b_j در معادله (۸۸) به صورت زیر اصلاح می‌شود:

$$b_j = b_{initj} + \delta b_j \quad (9.2)$$

در اینجا δb_j به جهت مدل کردن نامعینی‌های ناشی از تغییرات L_{d-q-0} و b_{initj} به منظور مدل کردن مقدار اولیه یا پایه b_j به کار برده شده است.

تغییر سایر مؤلفه‌ها را می‌توان به صورت کلی مانند زیر مدل کرد:

$$\dot{x}_j = A_j(x_j) + b_j u_j + P_j(V_{PCCd}, I_d, I_d, I_q, I_q, I_0) \quad (9.3)$$

که:

$$P_j(V_{PCCd}, I_d, I_d, I_q, I_q, I_0) = \mu_{0j} + \delta \mu_j + \delta b_j \quad (9.4)$$

سایر معادلات رفتار گذرای، با توجه به اینکه $m_j=1$ به صورت زیر مطرح می‌گردند:

$$\bar{e}_j = [e_j, \dot{e}_j, \dots, e_j^{(m_i-1)}]^T = [e_j] = [x_i^* - x_i] = [I_i^* - I_i] \quad (9.5)$$

درواقع بر اساس معادله (۹۵)، می‌توان نتیجه گرفت که $\bar{e}_j$ طبیعتی عددی یا به عبارتی ماتریسی «یک‌دریک» دارا است. در همین راستا، با تطبیق ابعاد رابطه (۹۵) با $\bar{k}_i = [k_{i,1}, k_{i,2}, \dots, k_{i,m_i}]^T$ خواهیم داشت:

$$\bar{k}_j = [k_{j,1}, k_{j,2}, \dots, k_{j,m_j}]^T = [k_{j,l}] \quad (9.6)$$

از طرف دیگر، بر اساس معادله (۳۴)، با ترکیب معادلات (۹۳، ۹۴)، خواهیم داشت:

$$v_j = \dot{y}_j^* + k_{j,l} e_j \quad (9.7)$$

علاوه بر این، می‌توان معادله (۹۸) را بر اساس معادله (۳۵، ۳۶) به دست آورد:

$$\dot{e}_j = -k_{j,l} e_j + v_j - A_j(x_j) - b_j u_j - P_j(x, \dot{x}) \quad (9.8)$$

قانون کنترلی مناسب بر اساس رابطه (۴۰) به صورت زیر حاصل می‌گردد:

$$u_j = \frac{1}{b_j} (v_j + \hat{K}_j \text{sgn}(e_j) - \hat{A}_j(x_j, \theta_j) - \hat{P}_j) \quad (9.9)$$

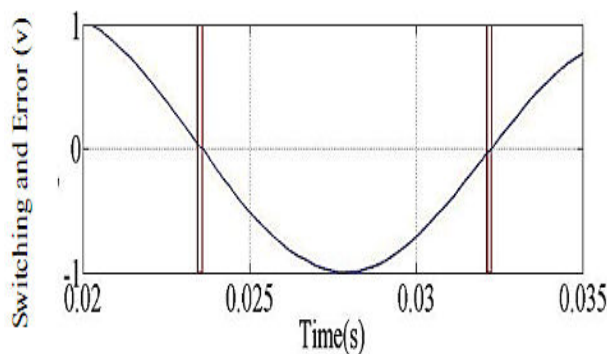
با جایگذاری رابطه (۹۹) در (۹۸)، رابطه (۱۰۰) بر اساس معادله (۴۱)، حاصل می‌گردد:

$$\dot{e}_j = -k_{j,l} e_j - \hat{K}_j \text{sgn}(e_j) - W_j^T \tilde{\theta}_j - \tilde{\gamma}_j - \tilde{P}_j \quad (10.0)$$

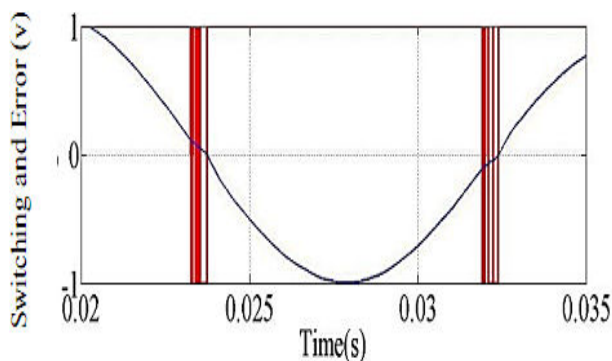
است. شکل ۶ نیز تغییر خروجی تابع علامت بر حسب خطا را نشان می‌دهد. همان‌طور که در بخش (۴) توضیح داده شد، در یک افت ولتاژ، اولین تغییر علامت با گذر از e_{sw} از طرف خطاهای مثبت به سمت خطای صفر اتفاق می‌افتد. در این حالت، خروجی تابع علامت از «۱» به «-۱» تغییر می‌کند. تغییر بعدی در گذر از خطای صفر با مثبت شدن دوباره خروجی تابع علامت رخ خواهد داد. این خروجی، مثبت باقی مانده تا دوباره خطا به نزدیکی صفر رسیده و از $-e_{sw}$ عبور کند. با توجه به شکل (۶) دو مؤلفه بایستی مورد توجه طراح قرار گیرد؛ این مؤلفه‌ها اندازه e_{sw} و دیگری جهش ولتاژ ناشی از کلیدزنی می‌باشند.

مؤلفه اول، همان‌طور که در بخش (۴) توضیح داده شد، از K_S تأثیر پذیرفته و با افزایش K_S ، افزایش می‌یابد. مؤلفه دوم، علاوه بر تأثیرپذیری از K_S ، تحت تأثیر ضریب تناسبی کنترل‌کننده PI نیز قرار می‌گیرد.

شکل ۶ نشان‌دهنده تأثیر مقادیر مختلف K بر روی e_{sw} است. در این شکل، K_S از $0/001$ تا $0/003$ تغییر یافت. طبق این شکل، با افزایش K ، e_{sw} افزایش می‌یابد. در شکل ۶، ب، تغییرات مکرر علامت حول e_{sw} مشاهده می‌گردد. این تغییرات ناشی از گذرهای متوالی خطا از سطح $e = e_{sw} = K_S \dot{e}$ به دلیل جهش‌های ناشی از اثرات K_P و e_{sw} است.



(الف)



(ب)

شکل ۶: نمایش هم‌زمان خروجی تابع علامت و خطا؛

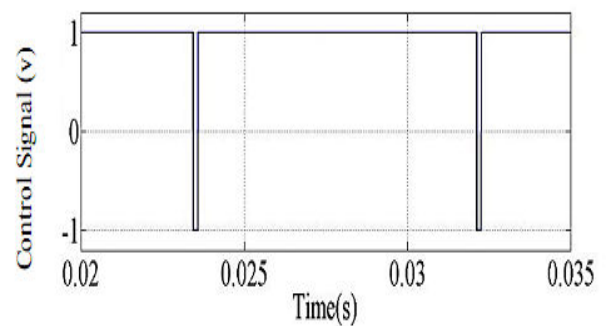
(الف) $K_S = 0/001$ ، (ب) $K_S = 0/003$

تأثیر تغییر مقادیر مختلف K_P بر روی جهش‌های ولتاژ در شکل ۷ ارائه شده است. مشاهده می‌گردد که افزایش K_P از ۱۰ به ۳۰، منجر به تقریباً ۱/۵ برابر شدن جهش ولتاژ می‌گردد. بنابراین، با توجه به اصول

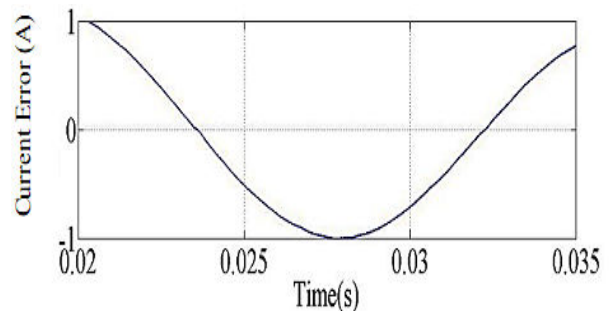
اندازه‌گیری‌شده و وارد کنترل‌کننده فازی تطبیقی می‌گردند. سپس، در این کنترل‌کننده، با استفاده از جریان لحظه‌ای اندازه‌گیری‌شده فاز مربوطه، تابع غیرخطی حالت به‌وسیله روش فازی نوع-۲ تخمین زده می‌شود. به‌منظور این تخمین از رابطه (۳۱) استفاده شده که به‌صورت زیر اصلاح می‌گردد:

$$\hat{A}_j(I_j, \dot{I}_j, \theta_j) = W_j^T(I_j, \dot{I}_j) \hat{\theta}_j + \hat{\gamma}_j(I_j, \dot{I}_j) \quad (110)$$

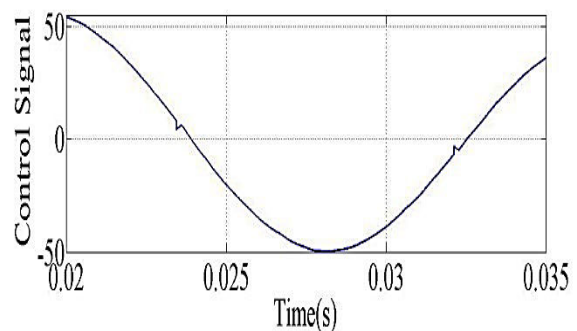
همان‌طور که مشخص است، این کنترل‌کننده تنها یک ورودی داشته و توابع عضویت ورودی آن مشابه شکل ۲، ۳ تابع گوسی می‌باشند. $\hat{\theta}_j$ و $\hat{\gamma}_j$ نیز توسط روش لیاپانوف، به ترتیب از معادلات (۴۷، ۴۸) تعیین می‌شوند. خروجی کنترل‌کننده نیز توسط معادله (۹۹) تعیین گردیده است.



(الف)



(ب)



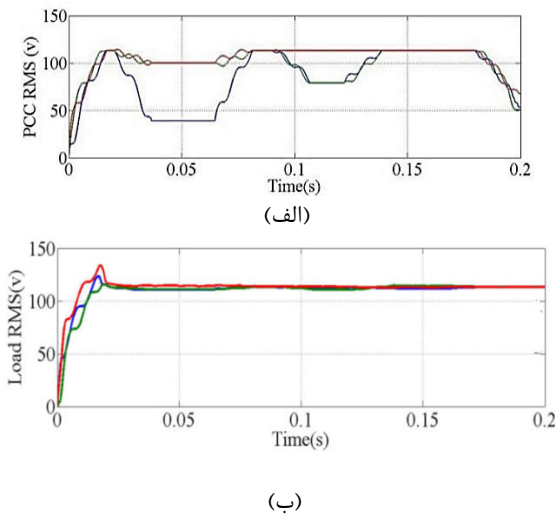
(ج)

شکل ۵: مقادیر کنترلی برای روش LVSC؛

(الف) تغییر تابع علامت، (ب) خطای جریان، (ج) سیگنال کنترلی

شکل ۵ نشان‌دهنده خروجی تابع علامت به‌همراه خطا و خروجی PI به‌عنوان سیگنال کنترلی روش LVSC برای مقادیر ثابت K_S, K_P, K_I

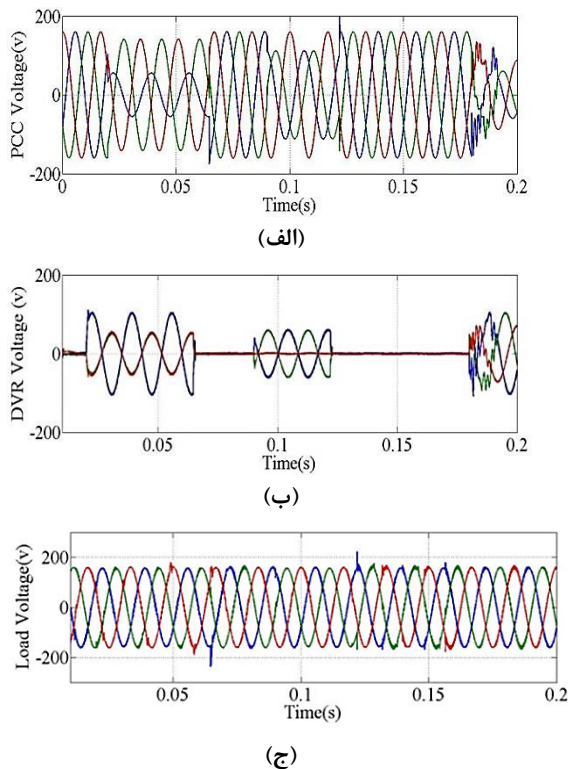
است. در شکل‌های این بخش، رنگ آبی، سبز و قرمز به ترتیب مربوط به فازهای A، B و C می‌باشند.



شکل ۸: ولتاژ سه فاز PCC و ولتاژ بار؛

(الف) PCC، (ب) ولتاژ بار

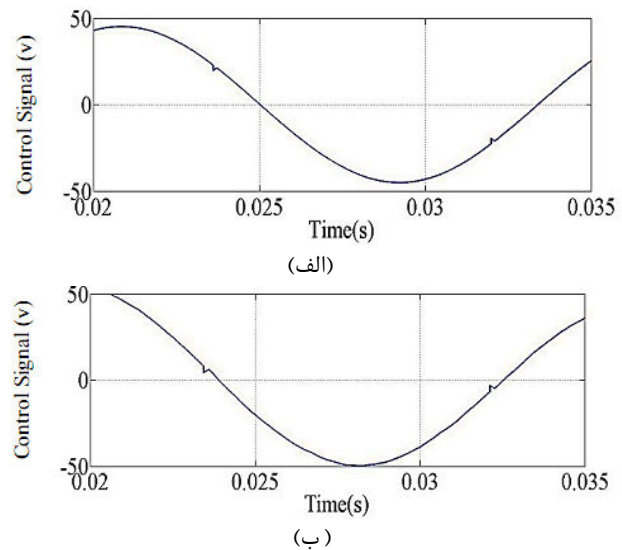
شکل ۹ نشان‌دهنده ولتاژهای لحظه‌ای حین شبیه‌سازی است. در این شکل نیز به ترتیب، ولتاژ سه فاز PCC، ولتاژ تزریقی توسط DVR و ولتاژ بار نشان داده شده‌اند. خطای تک فاز، در $t=90\text{ms}$ توسط اتصال فاز A فیدر موازی با زمین توسط مقاومت $0.005\text{ }\Omega$ اهم تشکیل شده است. در نتیجه این خطا، افت ولتاژی به اندازه 46% در فاز A و 10% و 10% در فازهای B و C مشاهده گردیده است. این افت ولتاژ در فازهای B و C به دلیل وجود ترانسفورماتور متصل به PCC است.



شکل ۹: ولتاژ PCC، ولتاژ تزریقی توسط DVR و ولتاژ بار حساس؛

(الف) PCC، (ب) ولتاژ تزریقی DVR، (ج) ولتاژ بار حساس

ذکرشده در بخش (۵)، می‌توان با کاهش K ، از تأثیر این جهش‌های ناخواسته و اندازه THD است.



شکل ۷: سیگنال کنترلی

(الف) $K_p=10$ ، (ب) $K_f=30$

جدول ۱: بهره‌های کنترل‌کننده‌های استفاده شده

Symbol	value
α_1	0.001
β_1	0.1
ε_1	0.1
K_1	17000
K_2	-0.2
K_S	0.001
K_P	40
K_I	200

جدول ۲: اثر بار غیرخطی بر THD مربوط به PCC و اثر کنترل‌کننده ارائه شده

phase	PCC THD	Load THD
Phase A	28.15%	3.42%
Phase B	12.59%	2.76%
Phase C	12.72%	2.58%

جدول ۱ نشان‌دهنده مؤلفه‌های انتخابی کنترل‌کننده‌های ارائه شده است. به منظور ارزیابی عملکرد DVR تحت کنترل HAT2FLC، شبیه‌سازی‌هایی بر روی این سیستم بر اساس شبکه شکل ۴ انجام گردید.

خطاهای انجام‌شده به ترتیب، خطای سه فاز، خطای تک فاز و اتصال بار مولد هارمونیک است. مقدار مؤثر ولتاژ PCC و بار در طول دوره شبیه‌سازی در شکل ۸ نشان داده شده است. خطای اول با اتصال سه فاز به زمین در نقطه A توسط مقاومتی با اندازه $0.005\text{ }\Omega$ اهم در $t=20\text{ms}$ صورت می‌گیرد. اتصال سه فاز به زمین، یک افت ولتاژ با عمق 65% درصد ایجاد کرده که در کمتر از 5ms توسط DVR جبران گشته

روش LVSC، THD پایین‌تری را از خود به نمایش گذاشت. درواقع، مشخصات این روش کنترلی، مصالحه یا میانگینی بین روش کنترلی AT2FLC و LVSC است.

۲- نتیجه‌گیری

در این مقاله، کنترل‌کننده ساده‌ای بر اساس ترکیب بین منطق فازی نوع-۲ و اصول کنترل خطی-ساختار - متغیر، با استفاده از شیوه جدید کنترل ولتاژ بار، طراحی و بررسی گردید. در این راهکار، کنترل‌کننده تطبیقی فازی نوع-۲، از میل متغیرهای حالت به سمت مقادیر مطلوب اطمینان حاصل کرده، درحالی‌که روش LVSC به رفتار گذرا سیستم در سطح خطاهای کوچک شکل می‌دهد.

جدول ۳: نتایج مقایسه سه کنترل‌کننده

PHASE	A فاز THD	حد نوسان خطای فاز A
LVSC	٪۳/۵۱	٪۷
HAT2FLC	٪۳/۴۲	٪۶
AT2FLC	٪۳/۰۲	٪۳

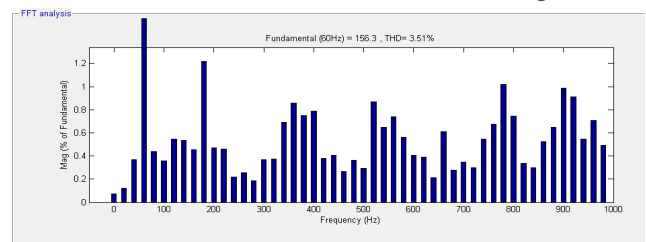
عملکرد مناسب کنترل‌کننده پیشنهادی با تخمین انواع نامعینی‌ها، اغتشاشات و پدیده‌های غیرخطی توسط روش AT2FLC محقق شده که پایداری سیستم را در برابر انواع اغتشاشات، بدون توجه به نوع این اغتشاش، تضمین می‌کند. درعین حال، در حالت کار دائم، مکان ریشه‌های معادله مشخصه سیستم، توسط روش LVSC اصلاح شده که رفتار مطلوبی را در قبال خطاهای کوچک، در پی خواهد داشت. درعین حال، جریان بار به‌عنوان جایگزین خطای ولتاژ بار، به‌منظور کنترل ولتاژ بار استفاده گردید. این امر، علاوه بر داشتن توانایی پیش‌بینی جریان بر اساس معادلات رفتار گذرای سیستم، از تریپ کردن اشتباه ادوات حفاظتی، با منشأ خطاهای جریانی می‌کاهد. قابلیت پیاده‌سازی این کنترل‌کننده دوگانه به همراه روش جدید کنترلی به‌منظور جبران انواع خطاها با شبیه‌سازی ارائه گردید. نتایج شبیه‌سازی‌ها قابلیت این کنترل‌کننده را در قبال جبران انواع اغتشاشات، سوای نوع آن‌ها را تأیید می‌کند.

مراجع

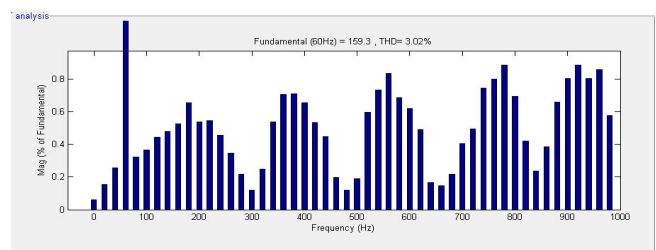
- [1] E. Babaei, M. Farhadi Kangarlu and M. Sabahi, "Mitigation of voltage disturbances using dynamic voltage restorer based on direct converters," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 25, no. 4, pp. 2676–2683, 2010
- [2] D. Fernandes, F. Costa and M. Vitorino, "A method for averting saturation from series transformers of dynamic voltage restorers," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 29, no. 5, pp. 2239–2247, 2014
- [3] ابراهیم بابایی و محمد فرهادی کنگرلو، «بازیاب دینامیکی ولتاژ بر پایه مبدل‌های ماتریسی»، *مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز*، ۴۰ (شماره ۱)، ۱–۱۲، تابستان ۱۳۸۹.
- [4] M. Radmehr, S. Farhangi, and A. Nasiri, "The power of paper-effects of power quality distortions on electrical

اولین خطا ناشی از ورود یک بار غیرخطی به مدار در $t=180\text{ms}$ است. این بار، یک یکسوکننده سه‌فاز بوده که باری سلفی-اهمی را تغذیه می‌کند. جریان غیرخطی کشیده‌شده توسط این بار، منجر به تزریق مؤلفه‌های هارمونیک مرتبه بالا به سمت بار حساس می‌گردد. این هارمونیک‌های مرتبه بالا، THD مربوط به خط را به‌صورت ارائه‌شده در جدول ۲ تغییر می‌دهند.

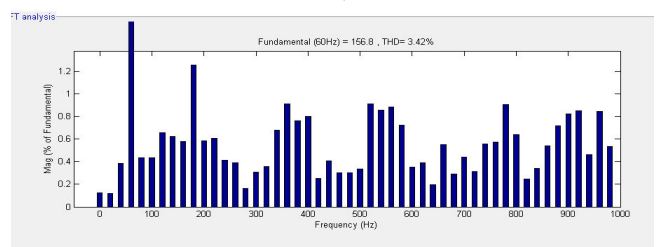
با اعمال ولتاژ مناسب توسط DVR، هارمونیک‌های مرتبه بالا به حداقل رسیده و THD کاهش می‌یابد. اطلاعات مربوط به این شبیه‌سازی در جدول ۲ نشان داده شده‌اند. به‌منظور مقایسه دو روش ارائه‌شده با یکدیگر نیز شبیه‌سازی‌های مشابهی صورت گرفته است. خلاصه نتایج این شبیه‌سازی‌ها در شکل ۱۰ و جدول ۳ ارائه شده‌اند.



(الف)



(ب)



(ج)

شکل ۱۰: طیف هارمونیک استراتژی‌های ارائه‌شده؛

(الف) LVSC، (ب) AT2FLC، (ج) HAT2FLC

شکل ۱۰ به روشنی نشان می‌دهد که THD مربوط به استراتژی AT2FLC کمتر از سایر استراتژی‌ها و برابر ۳/۰۲٪ است. بیش‌ترین میزان THD نیز همان‌گونه که انتظار می‌رفت مربوط به کنترل‌کننده LVSC و برابر ۳/۵۱٪ است. این روش، در قبال هزینه محاسباتی بسیار پایین‌تر، عملکرد کنترلی مناسب در جبران خطاها و THD بالاتری را به همراه خواهد داشت. در میان دو مقدار حدی THD، مقدار مربوط به کنترل‌کننده HAT2FLC، با انتخاب صحیح شیوه کلیدزنی، با ۳/۴۲٪ THD قرار دارد. این روش، با وجود هزینه محاسباتی بیش‌تر نسبت به

- [20] Q. Liang and J. M. Mendel, "Interval type-2 fuzzy logic systems: Theory and design," *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 8, no. 5, pp. 535-550, Oct. 2000.
- [21] C. Oscar, and P. Melin, "A review on the design and optimization of interval type-2 fuzzy controllers," *Applied Soft Computing*, vol. 12, no. 4, pp.1267-1278, 2012.
- [22] J. P. Hespanha, and A. S. Morse, "Switching between stabilizing controllers," *Automatica*, vol. 38, no. 11, pp.1905-1917, 2002.
- [23] J. Daafouz, P. Riedinger, and C. Lung, "Stability analysis and control synthesis for switched systems: a switched Lyapunov function approach," *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 47, no. 11, pp.1883-1887, 2002.
- [24] Zhao, Xudong, L. Zhang, P. Shi, and M. Liu, "Stability of switched positive linear systems with average dwell time switching," *Automatica*, vol. 48, no. 6, pp. 1132-1137, 2012.
- [25] S. A. V. K. R. Rajagopal, and N. K. Sheth, "Permanent magnet synchronous motor drive using hybrid PI speed controller with inherent and non-inherent switching functions," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 47, no. 10, pp. 4088-4091, 2011
- drives and transformer life in paper industries," *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 13, no. 5, pp. 38-48, Sep./Oct. 2007.
- [۵] داود رضائی، اسکندر قلی‌پور و رحمت‌اله هوشمند «استفاده بهینه از ظرفیت بهساز یکپارچه کیفیت توان به‌منظور جبران‌سازی همزمان توان راکتیو بار و اعوجاجات ولتاژ.» مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، ۴۵ (شماره ۳)، ۳۵-۴۶، پاییز ۱۳۹۴
- [6] L. Y. Wei, F. Blaabjerg, D. M. Vilathgamuwa, and P. C. Loh, "Design and comparison of high performance stationary-frame controllers for DVR implementation," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, no. 2, pp. 602-612, 2007
- [7] R. Sánchez, Pedro, E. Acha, J. E. Ortega-Calderon, V. Feliu, and A. García-Cerrada, "A versatile control scheme for a dynamic voltage restorer for power-quality improvement," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 24, no. 1, pp. 277-284, 2009.
- [8] H. Awad, J. Svensson and M. Bollen, "Mitigation of unbalanced voltage dips using static series compensator," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 19, no.3, pp. 837-846, 2004.
- [9] K. Sandhya, A. Jaya Laxmi, and M. P. Soni, "Design of PI and fuzzy controllers for Dynamic Voltage Restorer (DVR)," *AASRI Procedia*, vol. 2, pp. 149-155, 2012.
- [10] Zhang, Yan, and J. V. Milanovic, "Global voltage sag mitigation with FACTS-based devices," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 25, no. 4, pp. 2842-2850, 2010.
- [11] Li, Y. Wei, D. M. Vilathgamuwa, F. Blaabjerg, and P. C. Loh, "A robust control scheme for medium-voltage-level DVR implementation," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 4, pp. 2249-2261, 2007.
- [12] Barros, J. Dionisio, and J. F. Silva, "Multilevel optimal predictive dynamic voltage restorer," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 8, pp. 2747-2760, 2010.
- [13] Tong, S. Y. Li, G. Feng, and T. Li, "Observer-based adaptive fuzzy back-stepping dynamic surface control for a class of non-linear systems with unknown time delays," *IET Control Theory & Applications*, vol. 5, no. 12, pp. 1426-1438, 2011.
- [14] H. Yue and J. Li, "Output-feedback adaptive fuzzy control for a class of non-linear time-varying delay systems with unknown control directions," *IET Control Theory & Applications*, vol. 6, no. 9. Pp. 1266-1280, 2012.
- [15] Tong, Shaocheng, Y. Li, Y. Li, and Y. Liu, "Observer-based adaptive fuzzy back-stepping control for a class of stochastic nonlinear strict-feedback systems," *Systems, Man, and Cybernetics, Part B: Cybernetics, IEEE Transactions on*, vol. 41, no. 6, pp. 1693-1704, 2011.
- [16] Teke, A. K. Bayindir, and M. Tümay, "Fast sag/swell detection method for fuzzy logic controlled dynamic voltage restorer," *IET generation, Transmission & Distribution*, vol. 4, no. 1, pp.1-12, 2010.
- [17] M. Ramasamy and S. Thangavel, "Experimental verification of PV based dynamic voltage restorer (PV-DVR) with significant energy conservation," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 49, pp. 296-307, 2013.
- [18] M. R. Khalghani, and M. H. Khooban, "A novel self-tuning control method based on regulated bi-objective emotional learning controller's structure with TLBO algorithm to control DVR compensator," *Applied Soft Computing*, vol. 24, pp. 912-922, 2014.
- [19] J. M. Mendel, *Uncertain Rule-Based Fuzzy Logic System: Introduction and New Directions* (2001).

زیر نویس‌ها

¹ Voltage Sag² Voltage Swell³ Dynamic Voltage Restorer (DVR)⁴ Type-2 Fuzzy Logic (T2FL)⁵ Type-2 Fuzzy Logic Control (T2FLC)⁶ Type-Reducer⁷ Defuzzification⁸ Type-2 Fuzzy Sets (T2FS)⁹ Antecedent¹⁰ Footprint of Uncertainty (FOU)¹¹ Interval¹² Centroid¹³ Linear Variable Structure Control (LVSC)¹⁴ Chattering¹⁵ Steady States